

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

С. В. Денбновецький,
О. В. Лещишин

Електронні системи

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою НТУУ «КПІ»

Київ
НТУУ «КПІ»
2011

УДК 621.396.6(075.8)

ББК 32.965.3я73

ДЗЗ

*Гриф надано Методичною радою НТУУ «КПІ»
(Протокол № 4 від 23.12.2010 р.)*

Рецензенти:

С. С. Забара, д-р техн. наук, проф.,
Інститут комп'ютерних технологій «Відкритий
міжнародний університет розвитку людини
«Україна»

Б. І. Медведенко, канд. техн. наук, проф.,
Інститут інформаційно-вимірювальних систем
Національний авіаційний університет

Відповідальний
редактор

Л. Д. Писаренко, д-р техн. наук, проф.,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

ДЗЗ Електронні системи [Текст] : навч. посіб. / С. В. Денбновецький,
О. В. Лецишин. – К.: НТУУ «КПІ», 2011. – 288 с.

ISBN 978-966-622-418-0

Розглянуто поширені структури, загальні характеристики, параметри та характерні властивості розімкнених і замкнених зворотними зв'язками електронних систем різного призначення, які об'єднані за методами перетворення їх структур і електронних сигналів в окремі функціональні блоки, а також описано різні флуктуаційні сигнали (шуми), що виникають в компонентах електронних схем та навколишньому середовищі й обмежують потенційні можливості систем.

Описано цифрову телекомунікаційну систему за структурною схемою з поясненням функціонування її блоків і принцип роботи системи масового обслуговування як приклади перспективних електронних інформаційних систем.

Для студентів напряму підготовки «Електроніка», що вивчають дисципліну «Електронні системи». Може бути корисним бакалаврам та магістрам суміжних навчальних напрямів підготовки.

УДК 621.396.6(075.8)
ББК 32.965.3я73

ISBN 978-966-622-418-0

© С. В. Денбновецький,
О. В. Лецишин, 2011
© НТУУ «КПІ» (ФЕЛ), 2011

ЗМІСТ

Передмова	5
Розділ 1. Загальні відомості	8
1.1. Визначення.....	8
1.2. Відмітні принципи.....	14
- принцип замкнутості життєвого циклу ЕС, цілеспрямованості.....	14
- принцип цілісності, відносності, вкладеності, автономності, лінійності.....	15
- принцип стаціонарності.....	17
- принцип внутрішнього з'єднання компонент.....	18
- принцип зворотного зв'язку.....	20
- принцип з'єднання ланок у локальну мережу.....	24
- принцип об'єднання ланок у глобальну мережу.....	32
- принцип перетворення структур ЕС.....	38
- принцип розгортання.....	50
- принцип запам'ятовування.....	52
- принцип інвертування, каузативності.....	53
- принцип стійкості.....	54
- принцип кодування.....	55
- принцип розширення смуги частот.....	56
- принцип, підвищення чутливості, накопичення, фільтрації, паралельного передавання інформації.....	57
- принцип множинного доступу.....	59
- принцип перенесення спектра частот.....	63
- принцип трансформації спектра частот, повторного використання частот.....	72
- принцип моделювання, верифікації, керованості, зв'язаності, різномірності, мобільності.....	73
- принцип аутентифікації й ідентифікації.....	74
- сполучення принципів ієрархії, координації, агрегації, композиції, декомпозиції.....	75
- принцип уніфікації.....	78
- принцип комплексної мініатюризації ЕС, побудови нано ЕС.....	80
- принцип складності в поводженні ЕС, багатомірності ЕС, випадковості зовнішніх збурювальних впливів.....	88
- принцип динамічності ЕС, суперечливості вимог до ЕС, використання штучного інтелекту.....	89
- принцип використання концепцій нейронних мереж.....	94
1.3. Класифікація.....	98
1.4. Проектування.....	104
Розділ 2. Інформаційні оцінки	121
2.1. Інформація та її форми.....	121
2.2. Ентропія, як міра невизначеності та інформативності джерела сигналу.....	124
2.3. Властивості ентропії.....	127
2.4. Умовна ентропія.....	129
2.5. Диференціальна ентропія.....	133
2.6. Ентропія та кількість інформації в замкнутих ЕС.....	136
Розділ 3. Характеристики та параметри	139
3.1. Визначення характеристик та параметрів ЕС.....	139
3.2. Загальні характеристики та параметри ЕС.....	145
- чутливість ЕС.....	145
- поріг чутливості ЕС, роздільна здатність.....	147
- динамічний діапазон, динамічні характеристики ЕС.....	148

- просторові динамічні характеристики	153
- об'єм сигналу та швидкість передавання інформації	158
- надійність ЕС	163
3.3. Характеристики та параметри випадкових сигналів	169
- енергетичний спектр	175
- функція кореляції	178
- зв'язок енергетичного спектра з функцією кореляції	181
- щільність імовірності випадкових сигналів	186
3.4. Основні типи шумів в ЕС	189
- теплові шуми	189
- дробові шуми	192
- генераційно-рекомбінаційні шуми	196
- флікерні шуми і шуми типу $1/f$	199
- коефіцієнт шуму	201
Розділ 4. Приклади електронних систем	205
4.1. Система масового обслуговування	205
4.2. Електронна телекомунікаційна система	212
- об'єкт, датчик	214
- блок кодування, шифратор, блок канального кодування	215
- блок ущільнення сигналів	216
- модулятор	219
- блок розширення спектра сигналів	231
- блок множинного доступу передавача	243
- передавач	244
- передавальні і приймальні антени	246
- шуми і зменшення потужності сигналу в каналі зв'язку	253
- приймач	255
- блок множинного доступу приймача	257
- блок звужування спектра сигналу, демодулятор	263
- блок розуцільнення сигналів	271
- блок синхронізації	272
Перелік контрольних запитань	276
Література	280

Передмова

Електронні системи (ЕС) займають вищий рівень у ієрархії система-пристрій-електронний прилад. **Електронні прилади та пристрої**, з яких складаються сучасні електронні системи відносяться до напряму електроніки, що охоплює теорію, моделювання, автоматизоване проектування, технологію виготовлення, тестування, ідентифікацію, а також вивчення і використання взаємодії носіїв заряду та енергії в різних полях і явищах у вакуумі, плазмі та твердому тілі з можливим об'єднанням фізичних, хімічних та біологічних процесів. Утворення нових матеріалів, елементів та приладів у сучасній електроніці пов'язане із впровадженням нанотехнології, а перехід до нано розмірів якісно змінює принципи функціонування електронних приладів, які визначають фізичну основу роботи ЕС.

ЕС використовуються у всіх сферах діяльності людини і розрізняються за функціональними ознаками (вимірювальні, регулювальні, діагностичні, розпізнавальні), направленістю у застосуванні (інформаційні, обчислювальні, технологічні, енергетичні та інші), структурами, рівнем автоматизації та універсальності, технічними характеристиками та параметрами, а також сигналами, що відрізняються за фізичною природою (акустичні, радіо, оптичні, рентгенівські) і формою подання - аналогові та цифрові. Незважаючи на значну кількість навчальних видань та науково-технічних монографій, присвячених конкретним розповсюдженням та перспективним ЕС різного призначення, доцільним, на наш погляд, є навчальний посібник, в якому без громістких математичних викладок розглянуті найбільш загальні функціональні властивості, характеристики та параметри і підходи до проектування різних ЕС.

За структурою навчальний посібник складається із чотирьох розділів.

У першому розділі наведені визначення та особливості ЕС, методи формування, перетворення та ущільнення електричних сигналів в ЕС, принципи структурних перетворень в лінійних та нелінійних системах,

загальні відмітні властивості ЕС, включаючи можливості використання штучного інтелекту та штучних нейронних мереж. На прикладі сучасних інформаційних ЕС, в які входять персональні комп'ютери, описані прості (шинна, зіркова, кільцева та їх комбінації) і складні топології (послідовні ланцюги, ієрархічні структури) зосереджених ЕС (локальних мереж) і розподілених ЕС (глобальних мереж) – однорангова, повна сітка, кільцева, зіркова топології, дворівнева і гібридна топології. Класифіковані ЕС за різними ознаками і відзначені етапи нисхідного та висхідного проектування ЕС з використанням систем автоматизованого проектування.

Другий розділ присвячений кількісній оцінці за допомогою ентропії, узагальнених інформаційних параметрів дискретних і неперервних, незалежних і взаємозв'язаних джерел сигналу, самих сигналів, окремих підсистем і розімкнених та замкнених зворотним зв'язком систем.

У третьому розділі систематизовані типи характеристик та параметрів ЕС, дані визначення найбільш загальних із них за детермінованими незалежними та залежними від часу сигналами, а також сигналами, розподіленими за просторовими координатами (просторові динамічні характеристики). Деякі з характеристик та параметрів ЕС мають імовірнісний розподіл, а деякі залежать також від величини недетермінованих (випадкових) вхідних сигналів і випадкових сигналів (шумів), що виникають в ЕС. Проаналізовані найпоширеніші в ЕС типи шумів (теплові, дробові, генераційно-рекомбінаційні, флікерні, типу $1/f$), розраховані їх характеристики (функція кореляції, енергетичний спектр, ефективна величина) і оцінений вплив сумарних шумів на параметри електронних приладів.

Приклади інформаційних ЕС наведені в розділі 4. Система масового обслуговування розглянута на рівні принципу функціонування і математичних моделей потоків заявок та різних дисциплін обслуговування, а телекомунікаційна система описана за структурною схемою з поясненням роботи, призначення і можливості технічної реалізації кожного

функціонального блоку. Проаналізовані ефективні методи модуляції та демодуляції цифрових сигналів і розширення їх спектрів псевдовипадковими послідовностями та стрибкоподібним випадковим змінюванням несучої частоти, синхронізації (кадрової, символної, фазової) сигналів та формування синхронних копій розширювальних функцій.

Запропонований навчальний посібник призначений для бакалаврів за навчальним напрямом «Електроніка», висвітлює окремі розділи навчальної програми з підготовки студентів за спеціальністю «Електронні прилади та системи» і може бути корисним, інженерам та магістрам з вказаної та суміжних спеціальностей.

Автори висловлюють подяку директору інституту комп'ютерних технологій Відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна», доктору технічних наук, професору Забарі Станіславу Сергійовичу, та професору кафедри інформаційно-вимірювальних систем Національного авіаційного університету, кандидату технічних наук Медведенку Борису Івановичу за рецензування навчального посібника.

РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

1.1. Визначення

Поняття «**Система**», зокрема, «Електронна система» – ЕС, походить від латинського слова «Systema», грецького «συστημα» (складання), а також від французького «Systeme». Воно означає **складну, цільну, єдину структуру, побудовану із взаємодіючих між собою автономних складових частин, які вирішують загальне завдання, взаємозалежні за певними правилами, підпорядковані єдиному алгоритму**. Функції, які виконує ЕС, полягають у відбиранні, переробці, передаванні, прийманні, реєстрації, відображенні, сприйнятті, використанні для керування інформації або енергії [18, 27, 28, 31, 38, 52, 53, 54].

ЕС складається з менш складних підсистем або модулів, кожен з яких можна розчленувати на ще менш складні складові частини й продовжувати розділення далі, до **елементів** [15, 65]. Залежно від характеру розв'язуваного завдання потрібно правильно вибрати рівень деталізації [7,8]. Крім того, кожен елемент ЕС розглядається не окремо, а у взаємодії з іншими елементами. Дану ЕС можна включити до складу більш складної системи-**надсистеми** (рис. 1-1).



Рис. 1-1. Електронні система, підсистема, надсистема

Мета побудови ЕС полягає в одержанні результату, що якісно перевершує просту суму результатів роботи окремих компонентів. Об'єднання підсистем у систему і взаємодія їх між собою надає системі нові властивості, властиві тільки системі загалом. Властивості складових частин ЕС не визначають її системних властивостей, є об'єднуючі, «цілісні» якості, які можна розглядати як її **«емерджментність»**, тобто виникнення нових якостей при утворенні ЕС з компонентів [16]. Цих нових якостей компоненти ЕС не мають. Можна говорити про емерджментність осцилографічної, медичної, телевізійної, радіолокаційної ЕС, системи мобільного зв'язку й т.д. [34, 38, 56, 64].

Наприклад, емерджментність осцилографічної системи [56] полягає у формуванні на екрані осцилографічного електронно-променевого вакуумного приладу (ЕПП) або його твердотілого аналога форми – осцилограми $Y(X)$ досліджуваного сигналу (рис. 1-2), що надійшов на її вхід у вигляді імпульсу $U(t)$. Для одержання зображення осцилограми необхідно, щоб промінь відхилявся по двох взаємно ортогональних координатах індикатора: по горизонтальній координаті – пропорційно часу, а по вертикальній – пропорційно миттєвому значенню напруги вхідного сигналу. При формуванні осцилограми на підсистему горизонтального відхилення променя подають лінійно наростаючу напругу, яка починається в момент початку імпульсу, що осцилографується, та переміщує електронний промінь зліва направо із постійною швидкістю. Значення струму електронного променя і яскравість світіння осцилограми на екрані задається амплітудою імпульсу підсвічування, що подається на модулятор індикаторного електронно-променевого приладу і відпирає промінь на час прямого ходу розгортки T_p . Положення променя по вертикалі в кожний момент однозначно відповідає миттєвому значенню досліджуваного сигналу. Після виходу в крайнє праве положення промінь швидко повертається у початкову точку. Видиме зображення осцилограми одержується за рахунок світіння люмінофору осцилографічного ЕПП, що покриває внутрішню сторону його

колби й збуджується електронами променя, сформованого в прожекторі індикатора, сфокусованого й прискореного напругами на відповідних електродах і бомбардуючого люмінофор ЕПП, викликаючи світіння осцилограми. Осцилографічна ЕС має п'ять каналів (підсистем), що формують осцилограму: вертикального відхилення, горизонтального відхилення, канал підсвічування, які замикаються на четвертому елементі – осцилографічному ЕПП, що формує вихідну осцилограму, тобто забезпечує емерджентність, без якого робота ЕС неможлива, й п'ятий канал – керування режимами й зв'язку з ЕОМ і споживачем (синхронізація роботи всіх блоків, калібрування, що забезпечує вимір амплітуди, часу, площі під кривою та ін. в обраних одиницях).

В сучасних цифрових осцилографічних системах вхідний сигнал перетворюється в дискретні моменти часу в аналого-цифровому перетворювачі в цифрові коди, масив яких записується в оперативній пам'яті. З оперативної пам'яті дані зчитуються в реальному масштабі часу або зберігаються і в подальшому зчитуються і формують адресним мікропроцесором відповідні цифрові дані двокоординатної адресації (по рядках і стовбцях), які через дешифратор подають необхідні напруги на відповідні пікселі матричної рідкокристалічної панелі, що формує зображення вхідного сигналу. Спеціальний контролер автоматизує настроювання, калібрування та вибір режимів осцилографа, забезпечує зв'язок із периферійними пристроями, обробляє вхідні сигнали по вибраній програмі і забезпечує автоматичне вимірювання параметрів сигналу. В такій ЕС доцільно виділити підсистему аналого-цифрового перетворення, підсистему двокоординатної адресації, підсистему цифрової обробки і настроювання та підсистему формування зображення осцилограми, яка визначає емерджентність осцилографічної системи. Аналогічно можна розглянути і інші ЕС, розбивши їх на підсистеми.

Цілісні властивості ЕС часто доводиться вивчати, виходячи з того, що редукціонізм, тобто дроблення на частини, часто не призводить до точного

бажаного результату, тому що складні ЕС тим і складні, що їхні властивості не впливають із властивостей складових компонентів. Сучасні методи дослідження ЕС [22, 23], їхній аналіз, синтез й оптимізація спрямовані на одержання характеристик і системи параметрів, які контролюються експериментально за участю висококваліфікованого оператора системи автоматизованого проектування (САПР), вченого. Він створює й вибирає моделі, конкретизує цільовий функціонал, вибирає метод дослідження, використовуючи свій досвід й інтуїцію. Абстрактні теоретичні моделі складної ЕС неадекватно відтворюють властивості реальної системи, якщо при її створенні й використанні не передбачені тісний зв'язок з експериментом і перевірка похибки моделювання (адекватності моделювання) [78].

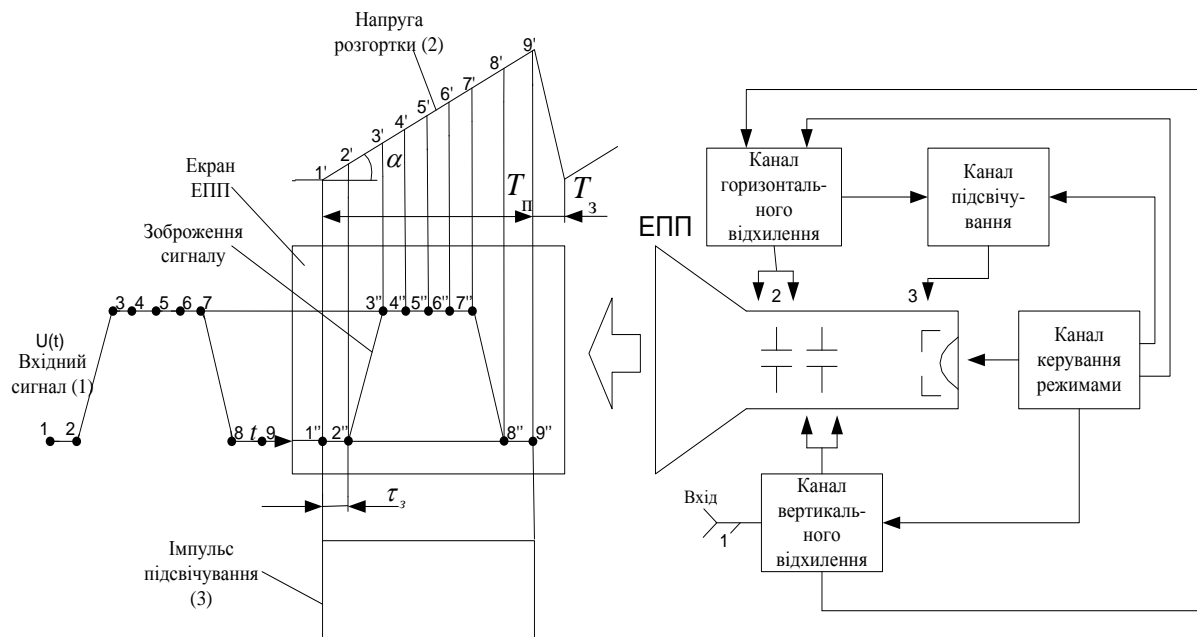


Рис. 1-2. Формування зображення осцилограми на індикаторі

У літературі такі ЕС називаються по-різному: **великі, людино-машинні (ергатичні), складні, інтегральні, системотехнічні комплекси**. ЕС мають ряд істотних відмітних властивостей, які потрібно враховувати при їхньому вивченні [2]. Приклади ЕС: радіолокаційна, осцилографічна, телевізійна, тепловізійна, мобільного зв'язку, супутникового телебачення, цифрового керування, електронний мікроскоп, дефектоскопічна рентгенівська,

ультразвукова медична й т.д. [29,30, 54 – 57, 64].

Кожна ЕС, а також відносини між ними, мають **відмітні властивості**, які властиві тільки їй і точно її визначають. Властивості складної ЕС визначаються властивостями її складових частин, її структурою, а також характером взаємодії між її компонентами [5, 6].

Дана ЕС є **відкритою**, якщо в процесі її функціонування можуть виключатися окремі її елементи й включатися нові без порушення її системних властивостей. Елементи ЕС взаємодіють один з одним і з середовищем, поведіння якого визначається як **складне** й має особливі властивості, прийняті **аксіоматично** [3, 4, 9, 10, 12].

Під **структурою** ЕС розуміють організацію ЕС з підсистем, блоків й елементів з урахуванням їх взаємозв'язків, які визначаються розподілом функцій і завдань, що розв'язуються ЕС у цілому [15, 65]. Структура ЕС – це спосіб організації цілого зі складових частин. Ефективність структури визначається кількістю, призначенням, характеристиками, технологією виготовлення, стійкістю її складових частин, їхньою взаємодією, а також місцем, що вони займають в ЕС й існуючими між ними зв'язками. Структуру ЕС можна розглядати як узагальнений її опис. Вибір множини відносин між елементами залежить від завдань, що розв'язуються ЕС у цілому. Для опису ЕС потрібно мати перелік підсистем з поданням їхніх системних властивостей і зв'язків між ними.

Сучасна ЕС все частіше будується **цифровою** [27, 28], а її функціонування визначає алгоритм – запропоноване розроблювачем сполучення чітко сформульованих правил або послідовність дій, необхідних для розв'язання завдання, поставленого перед системою. У цифровій ЕС алгоритм реалізується у формі програми.

Важливою властивістю ЕС є рівень її складності, який описується вектором $\mathbf{R}=\{\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2\}$ [65], що має два компоненти: $\mathbf{R}_1=\{\mathbf{M}, \mathbf{N}\}$, $\mathbf{R}_2=\{\mathbf{P}, \mathbf{U}\}$, параметрами якого є: **М** – характеристика кількості елементів ЕС, **Н** – номенклатура елементів, **Р** – характер і режими поведінки системи,

наприклад – зчитування зображення з мішені передавального електронно-променевого приладу растровим методом у телевізійній системі, U – характер керування ЕС. Компонент R_1 описує рівень складності структури ЕС, а R_2 – рівень складності її поводження й керування.

Можна встановити **якісні рівні** опису компонент вектора R_1 . Параметр M : M_1 – мале, M_2 – велике, параметр N : N_1 – мале, N_2 – велике. ЕС типу $\{M_1, N_1\}$ будемо вважати структурно простими, типу $\{M_2, N_1\}$ – великими, типу $\{M_1, N_2\}$ – структурно складними, типу $\{M_2, N_2\}$ – великими структурно складними.

Залежно від **кількості елементів** розрізняють **класи** ЕС [14]:

1-**малі**, що складаються з 10^1 – 10^3 елементів,

2-**великі**, з 10^4 – 10^7 ,

3-**ультравеликі**, з 10^7 – 10^{30} ,

4-**суперсистеми**, з 10^{30} – 10^{200} елементів.

Завдяки успіхам мікроелектроніки, функціональної, лазерної, НВЧ й інших напрямків електроніки, обсяг, потужність споживання, вартість, габарити ЕС постійно **зменшуються**.

Зв'язки в ЕС визначають взаємодію її компонентів і здійснюються тими елементами, призначення яких полягає в об'єднанні інших елементів або підсистем у єдине ціле, тобто в ЕС. Зв'язки, спрямовані в середину ЕС, називаються її **входами**, спрямовані з ЕС у навколишнє середовище – її **виходами**, а зв'язки виходу із входом – **зворотними зв'язками**. Для ЕС можна ввести множину входів і множину вхідних параметрів, множину виходів і множину вихідних параметрів, множину параметрів, що характеризують стан ЕС. Для кожного входу ЕС x_i існує область визначення X_i , у якій він приймає поточні дискретні або неперервні значення – **простір входів** X_i , для кожного стану ЕС w_j – область визначення у вигляді **простору станів** W_j , для кожного виходу y_k – **простір виходів** Y_k . ЕС визначається як $S(X_i, W_j, Y_k)$ [44].

Ознакою існування ЕС служить змінювання її властивостей при різному з'єднанні її елементів. При кожному новому варіанті з'єднання ЕС

набуває нові властивості, не властиві окремим елементам. Для створення ЕС потрібно виконати три умови: наявність необхідних за властивостями елементів, способів об'єднання цих елементів у систему й появу в цієї ЕС нових властивостей, які не властиві окремим її елементам. Виконання цих умов визначає ЕС, її мету, структуру, зв'язки, ефективність. Важливими ознаками, що визначають ЕС, є: кількість елементів, кількість внутрішніх і зовнішніх зв'язків, тобто зв'язків елементів даної з елементами іншої системи, а також якість елементів і зв'язків. Зв'язки в ЕС здійснюються за допомогою електричних, оптичних, акустичних й інших сигналів, що передаються через носії [12, 38, 52].

1.2. Відмітні принципи

В основі вибору структури, способів функціонування й проектування ЕС і підсистем лежить ряд **відмітних принципів**, які можуть змінюватися в міру їхнього розвитку, а також виникнення нових галузей застосування.

1. Принцип **замкнутості життєвого циклу ЕС** полягає в реалізації послідовних етапів її створення й застосування: -задум, що визначає її функції, принцип дії, алгоритм, структуру; – дослідження, у результаті яких підтверджується можливість її реалізації, уточнюється алгоритм функціонування, визначається досяжна система її параметрів, використовувані матеріали; – проектування, у даний час все частіше автоматизоване; – виробництво: одиничне, малосерійне, багатосерійне; – верифікація – перевірка відповідності параметрів ЕС технічному паспорту на неї; – експлуатація; – модернізація; – поліпшення параметрів; – утилізація, – знищення; – новий задум і т.д. [66, 70].

2. Принцип **цілеспрямованості** [5, 12] полягає в тому, що ЕС служить для досягнення певної мети, наприклад: поставити діагноз, зв'язатися з об'єктом із автомобіля, що рухається, виявити дефект у виробі й т.д. Алгоритм її роботи, елементна база, конструкція, система параметрів

вибираються так, щоб вирішити завдання оптимально. Мета ЕС повинна бути досягнута щонайкраще. В принципі, вона повинна задовольняти умовам, що наближають її до ідеалу. Ступінь такого наближення ЕС визначається критеріями, методами оптимізації й технічними можливостями. У складної ЕС головний, глобальний процес спрямований на модифікацію її структури й станів у напрямку, що веде до досягнення ідеального стану. За ідеальний приймають стан ЕС, який є найкращим з позицій розроблювача або штучного інтелекту. Завдання створення ідеальної ЕС можна розглядати як глобальну мету, загальну для множини часткових цілей, одночасне досягнення яких служить ознакою правильного розв'язання поставленого завдання.

3. Принцип **цілісності** [10], полягає в тому, що при об'єднанні елементів, блоків, підсистем в ЕС, у неї виникають нові властивості, не властиві її складовим частинам. Із властивостей окремих частин ЕС не впливають властивості цілісної ЕС.

4. Принцип **відносності** [4], полягає в тому, що будь-яка ЕС розглядається як мала складова частина більшої ЕС, що, у свою чергу, є частиною ще більшої ЕС. Цей принцип називають також **інтеграцією** (входження, вкладення) даної ЕС у зовнішні системи й надсистеми (рис.1-1).

5. Принцип **вкладеності** [8] полягає в тому, що менша ЕС входить до складу більшої ЕС.

6. Принцип **автономності** ЕС полягає в тому, що вона має властивість самодостатності й функціонує як у випадку наявності деякого фону зовнішніх впливів, так і при відсутності такого фону. Для ЕС установлюється внутрішня метрика – функціональний простір, у якому задані деякі закономірності, інваріанти. Наприклад, закон збереження енергетичного ресурсу, інформаційного ресурсу й т.д.

7. Принцип **лінійності** [17, 19, 44]. Детермінована ЕС завжди відповідає на один і той самий вхідний сигнал одним і тим же цілком визначеним вихідним сигналом. ЕС, лінійні при малих приростах, тобто лінійні в

малому, у неперервному або дискретному часі, лінійні до змінювань на вході. Різниця відгуків на будь-які два входні сигнали ЕС, лінійної в малому, є лінійною (тобто адитивною і гомогенною) функцією різниці між двома входніми сигналами. Функція, що будь-якому значенню аргументу x ставить у відповідність деякий елемент y множини Y , що не є множиною чисел, називається оператором. Оскільки будь-яка ЕС здійснює перетворення функцій і кожній даній функції на вході ставить у відповідність певну функцію на виході, то кожній детермінованій ЕС відповідає цілком певний оператор, що називають **оператором ЕС** і позначають однією буквою. Тоді відповідність між входною функцією ЕС $x(t)$ і вихідною $y(t)$ буде $y(t) = Ax(t)$, де A – оператор ЕС. Оператор A називається лінійним, якщо при будь-яких числах n, c_1, c_2, \dots, c_n і при будь-яких функціях $x_1(t), \dots, x_n(t)$ справедливо:

$$A \left\{ \sum_{v=1}^n c_v x_v(t) \right\} = \sum_{v=1}^n c_v A x_v(t), \quad (1-1)$$

тобто результат дії цього оператора на будь-яку лінійну комбінацію даних функцій є лінійною комбінацією результатів його дії на кожну функцію окремо з тими ж коефіцієнтами [44].

Динамічна ЕС [42] називається лінійній, якщо її оператор лінійний. Динамічна ЕС лінійна тоді і тільки тоді, коли лінійній комбінації входних збуджень відповідає лінійна комбінація відповідних вихідних функцій. Ця властивість лінійних ЕС називається **принципом суперпозиції**. **Лінійну ЕС** можна визначити як систему, для якої справедливий принцип суперпозиції. Для того щоб ЕС була лінійна, необхідно й достатньо виконання наступних умов: – сумі n входних збуджень відповідає сума відповідних n вихідних відгуків, наприклад, відгуком на $x_1(t) + x_2(t)$ є $y_1(t) + y_2(t)$, відгуком на $ax_1(t)$ є $ay_1(t)$, де a є комплексною постійною, – при будь-якому підсиленні входного збудження без зміни його форми з вихідною змінною відбувається точно таке ж підсилення, також без зміни форми. Потрібно мати на увазі, що для лінійності ЕС необхідно, щоб принцип суперпозиції дотримувався при будь-

якій кількості доданків, при довільному виборі постійних і функцій. Нелінійним називається будь-який оператор, для якого принцип суперпозиції не виконується або справедливий тільки для деяких цілком певних функцій $x_1(t), \dots, x_n(t)$ і чисел c_1, c_2, \dots, c_n . ЕС з нелінійним оператором називається нелінійною.

Першою з цих двох властивостей є **адитивність** лінійної ЕС. Друга відноситься до подібності або масштабування (стиснення). Властивості, характерні ЕС з неперервними сигналами, відносяться й до дискретних сигналів. Для дискретного часу умову лінійності можна записати так: $ax_1[n] + bx_2[n] \rightarrow ay_1[n] + by_2[n]$, де a й b – довільні комплексні постійні. Крім того, можна легко перейти від лінійної ЕС, що має множину входів $x_k[n]$, де $k=1, 2, 3, \dots$, до дискретної лінійної ЕС, що має відповідні виходи $y_k[n]$, $k=1, 2, 3, \dots$, одержати лінійну комбінацію цих вхідних сигналів: $x[n] = \sum_k a_k x_k[n] = a_1 x_1[n] + a_2 x_2[n] + a_3 x_3[n] + \dots$ і знайти вихідний сигнал: $y[n] = \sum_k a_k y_k[n] = a_1 y_1[n] + a_2 y_2[n] + a_3 y_3[n] + \dots$.

Одним з найважливіших якостей ЕС є **підпорядкованість правилам суперпозиції**, що зберігається для лінійних ЕС як у неперервному, так й у дискретному часі [44].

Принцип суперпозиції спрощує аналіз лінійних ЕС у порівнянні з нелінійними. Він дозволяє аналізувати лінійні ЕС будь-якого порядку, у той час як нелінійні ЕС можна аналізувати лише в спрощених часткових випадках. Тому поширений спрощений розгляд нелінійних ЕС у лінійному наближенні.

8. Принцип **стаціонарності – інваріантності в часі** [44]. **Стаціонарну** ЕС можна визначити як систему, у якої при довільному зсуві в часі вхідного збудження (вхідна змінна) без змінювання форми, реакція (вихідна змінна) має такий же зсув в часі без змінювання своєї форми. **Нестаціонарні** ЕС характерні тим, що при зсуві вхідного збудження в часі без змінювання форми їх вихідні

змінні не тільки зсуваються в часі, але й змінюють форму. Стаціонарні ЕС можуть бути як лінійними, так і нелінійними. Нестационарні ЕС також можуть бути лінійними й нелінійними. Прикладом стаціонарної ЕС служить вимірювач часових інтервалів з генератором тактових імпульсів, стабілізованим кварцом [57].

Іншими словами, ЕС називається стаціонарною, якщо її реакція на будь-яке вхідне збудження залежить тільки від інтервалу часу між даним моментом і моментом початку дії збудження. Нехай $x(t)$ – довільна функція, яка дорівнює нулю при $t < t_0$. Тоді, відповідно до визначення стаціонарності, реакція $y(t)$ стаціонарної ЕС на збудження $x(t)$ залежить тільки від інтервалу часу $t - t_0$, $y(t) = f(t - t_0)$. Якщо те ж збудження подіє на стаціонарну електронну систему, починаючи з моменту $t_1 = t_0 + a$, то воно буде описуватися функцією $x(t - a)$, а реакція ЕС буде описуватися функцією $f(t - t_1) = f(t - t_0 - a) = y(t - a)$. Якщо два входи каузативної системи (див. п. 17) є ідентичними в момент t_0 (неперервна ЕС) або n_0 (дискретна ЕС), то відповідні вихідні сигнали також повинні бути однаковими в той же самий час.

9. Принцип **внутрішнього з'єднання компонент** в ЕС визначає її **структуру**, сукупність стійких зв'язків між підсистемами або блоками. Структура лінійної ЕС може бути **розімкнутою** або **замкнутою**. У розімкнутій ЕС (рис. 1-3,а,б,в,г,д) вихід не з'єднаний із входом, зворотний зв'язок відсутній. У замкнутої ЕС або системі **зі зворотним зв'язком** (рис. 1-3,е,ж) вихідний сигнал повністю або частково надходить на вхід ЕС, додається із вхідним сигналом (позитивний зворотний зв'язок) або віднімається з нього (негативний зворотний зв'язок), змінюючи її параметри й характеристики [18, 20]. На рис. 1-3 x й y – часові функції вхідного й вихідного сигналів, а $X(p)$, $Y(p)$ – операторне зображення часових функцій $x(t)$ та $y(t)$, отримане за перетворенням Лапласа [11], $W(p)$ – передавальна функція в операторному вигляді.

Розглянемо **лінійні** ЕС [17, 20]. У лінійній системі при **послідовному** з'єднанні (рис.1-3,в) вхідний сигнал ЕС є вхідним сигналом першої підсистеми

(ланки), вихідний сигнал якої служить вхідним сигналом другої підсистеми й т.д. до виходу. Кількість n послідовно з'єднаних ланок може бути великою. Результуюча передавальна функція такої ЕС

$$W(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p) \quad (1-2)$$

дорівнює **добутку** передавальних функцій окремих ланок або підсистем. Це справедливо, якщо з'єднання виходу попередньої ланки із входом наступної не змінює початкових рівнянь і передавальних функцій кожної ланки, а сигнал проходить в одному напрямку. Якщо при послідовному з'єднанні двох ланок є вплив однієї ланки на іншу, змінюються початкові рівняння ланки, тоді з'єднання ланок потрібно розглядати, як нова ланка зі своєю передавальною функцією.

При послідовному з'єднанні ланок деякі з них або всі можуть бути нелінійними. Кожна ланка описується своєю нелінійною передавальною функцією. Результуюча передавальна функція послідовного з'єднання нелінійних ланок (підсистем) визначається за правилами, наведеними у п. 13.

Паралельним називається таке з'єднання, при якому вхідна величина є загальною для всіх ланок, їхні вихідні величини додаються (рис. 1-3,г), а результуюча передавальна функція дорівнює сумі передавальних функцій окремих ланок:

$$W(p) = \sum_{i=1}^n W_i(p). \quad (1-3)$$

Вихідний сигнал в ЕС з паралельним ввімкненням підсистем дорівнює сумі вихідних сигналів підсистем, а коефіцієнт передачі – сумі їхніх коефіцієнтів передачі. Взаємний вплив ланок ураховується так само, як й у попередньому випадку. При паралельному з'єднанні всі входи підсистем об'єднані в один вузол, всі виходи – в інший вузол (рис. 1-3,г).

Структура ЕС може бути більш складною і утворювати **комбінацію** з послідовно й паралельно з'єднаних підсистем або ланок. У такій послідовно-паралельній структурі ЕС з'єднання ланок або підсистем, наприклад, рис.1-3,

д, утворює послідовне з'єднання підсистем 1 та 2, приєднаних паралельно до послідовно з'єднаних підсистем 3 й 4, і послідовно з'єднаних з підсистемою 5 [45].

10. Принцип зворотного зв'язку полягає в повному або частковому використанні вихідної величини ЕС на її вході, внаслідок чого змінюються її характеристики й параметри. У більш загальному сенсі зворотний зв'язок – це вплив результатів функціонування ЕС на характер цього функціонування [17, 18, 22, 23, 76].

Принцип зворотного зв'язку застосовується в **замкнених** ЕС (рис. 1-3, е, ж), де відхилення ЕС від певного стану використовуються для формування керуючої дії. Якщо дія зворотного зв'язку спрямована на зменшення відхилення ЕС від первісного стану, то він називається **негативним**. Коефіцієнт передачі ланцюга зворотного зв'язку при цьому менший нуля. У протилежному випадку зворотний зв'язок називається **позитивним**. Негативний зворотний зв'язок стабілізує й зменшує коефіцієнт передачі ЕС, змінює її вхідний і вихідний опір, розширює частотні характеристики й т.д. Символ \otimes означає віднімання.

В ЕС зі зворотним зв'язком (рис. 1-3, ж) на вхід блоку прямої передачі замкнутої ЕС з передавальною функцією $W_1(p)$, охопленого ланцюгом зворотного зв'язку, що має передавальну функцію $W_2(p)$, подається сигнал непогодженості $E(p)$ (зображення за Лапласом сигналу похибки) $E(p) = X(p) - W_2(p) Y(p)$. Для ланки прямої передачі $Y(p) = W_1(p) E(p)$. Виключивши із цих двох рівнянь сигнал похибки $E(p)$, одержимо передавальну функцію ланок, охоплених негативним зворотним зв'язком:

$$Y(p) = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p) W_2(p)} X(p).$$

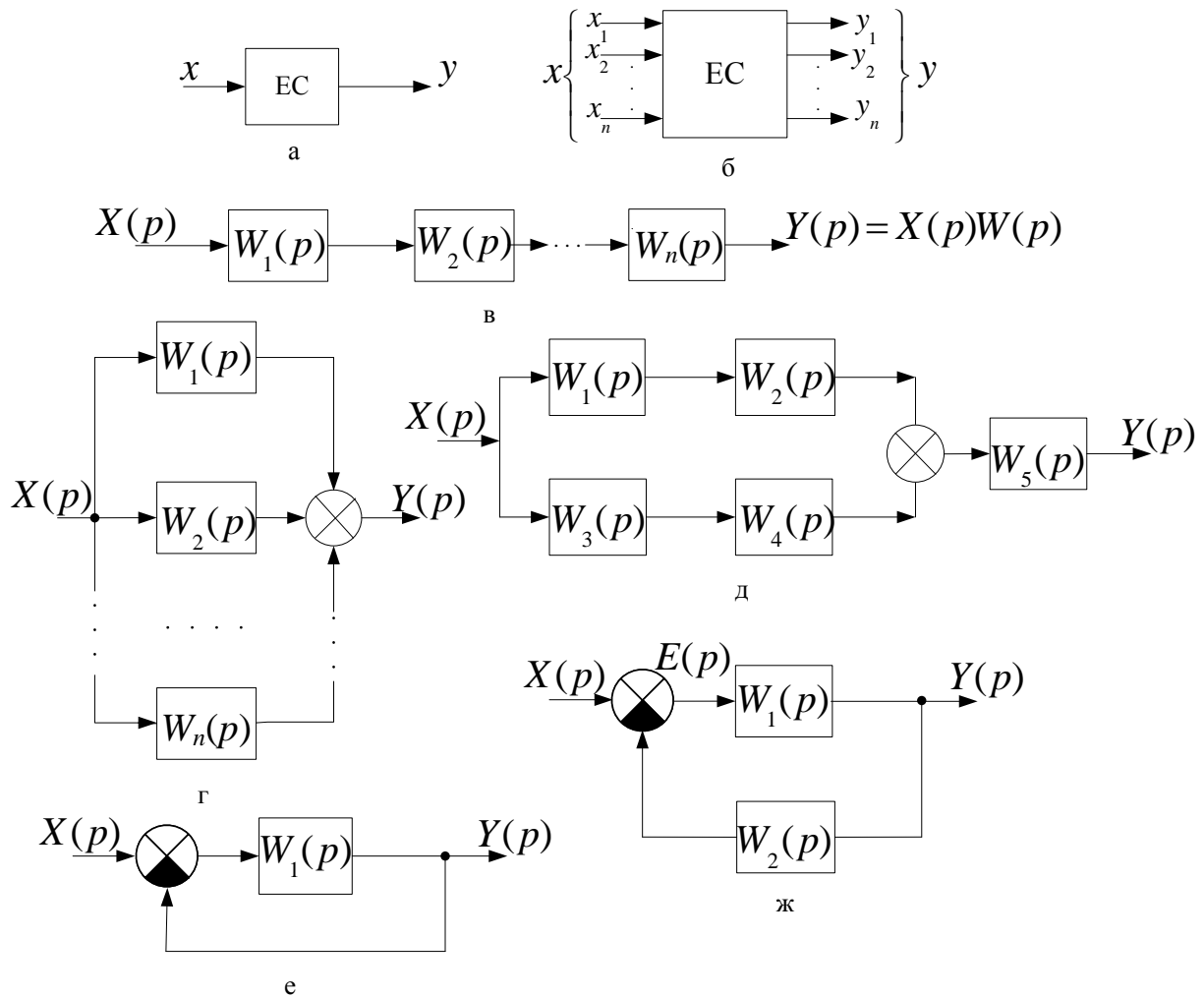


Рис. 1-3. З'єднання компонент і ЕС: а – загальна структура з одним входом і одним виходом; б – загальна структура з багатьма входами та багатьма виходами; в – послідовне з'єднання n підсистем або n ланок у систему; г – паралельне з'єднання n ланок або підсистем у систему; д – комбіноване з'єднання ланок або підсистем у систему; е – електронні системи із жорстким зворотним зв'язком; ж – електронні системи із гнучким зворотним зв'язком

Таким чином, передавальна функція ланок, охоплених негативним зворотним зв'язком:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)}$$

і сигнал похибки

$$E(p) = X(p) - W_2(p) \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)} X(p) = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)} X(p).$$

Якщо зворотний зв'язок позитивний, тоді

$$W(p) = \frac{W_1(p)}{1 - W_1(p)W_2(p)}.$$

В ЕС, для яких $W_2(p)=1$ (рис. 1-3,е), зворотний зв'язок називається одиничним.

Для ЕС зі структурою, показаною на рис.1-4,а, передавальна функція розімкнутої ЕС:

$$W_p(p) = \frac{Y(p)}{X_1(p)} = W_1(p) \cdot W_2(p).$$

Передавальна функція замкнутої ЕС знаходиться як для одиничної передавальної функції негативного зворотного зв'язку й дорівнює:

$$W_z(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{W_1(p) \cdot W_2(p)}{1 + W_1(p) \cdot W_2(p)}. \quad (1-4)$$

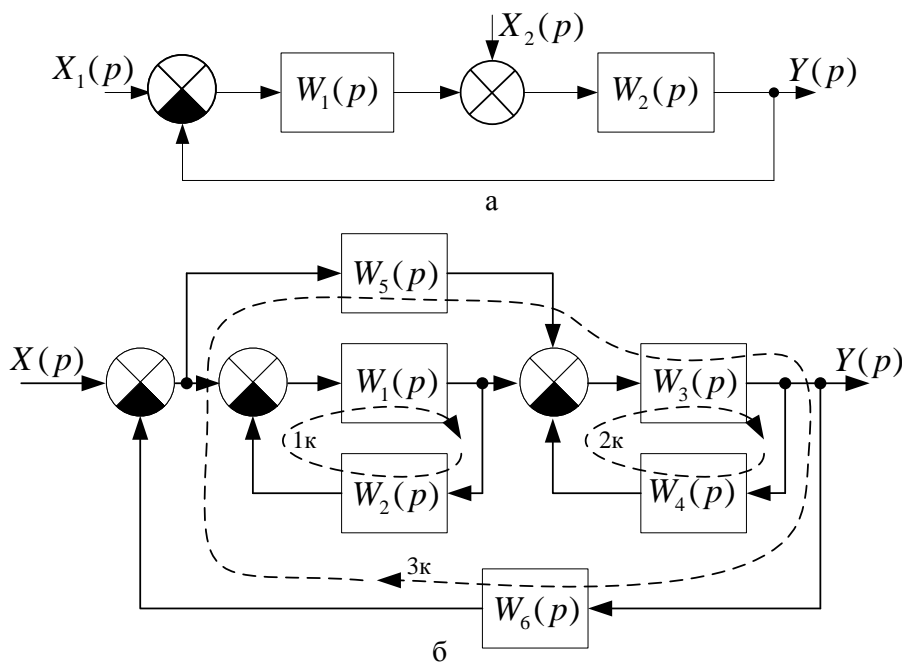


Рис. 1-4. ЕС із негативними зворотними зв'язками:

а – з одиничною передавальною функцією зворотного зв'язку для сигналу $X_1(p)$

і передавальною функцією $W_1(p)$ для сигналу $X_2(p)$;

б – з трьома передавальними функціями $W_2(p)$, $W_4(p)$,

$W_6(p)$ у ланцюгах зворотного зв'язку

Передавальна функція замкнутої ЕС залежить від місця, до якого заведений сигнал [19, 23]. Наприклад, для сигналу $X_1(p)$ (рис. 1-4, а)

передавальна функція визначається формулою (1-4), а для сигналу $X_2(p)$ – виразом:

$$W_3(p) = \frac{Y(p)}{X_2(p)} = \frac{W_2(p)}{1 + W_1(p) \cdot W_2(p)}.$$

Прикладами використання негативного зворотного зв'язку є стабілізація напруги в блоці живлення, спостереження за мішенню або за положенням гіроскопа, автоматичне підстроювання частоти в радіолокаторі, керування діаметром зіниці із чутливим елементом – сітківкою в біосистемі (людина, тварина) і т.д.

В загальному випадку передавальну функцію між двома довільними змінними – вхідною $X(p)$ і вихідною $Y(p)$ можна знайти за структурною схемою ЕС, якщо використати формулу Мезона [43, 76]:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{\sum_{i=1}^m W_i''(p) \cdot \Delta_i(p)}{\Delta(p)},$$

де $\Delta(p) = 1 - \sum_{j=1}^v W_j^k(p) + \sum W_{H2}^k(p) - \sum W_{H3}^k(p) + \dots$, $W_i''(p)$ – передавальні функції всіх прямих шляхів від вхідної змінної до вихідної, m – кількість прямих шляхів, $W_j^k(p)$ – передавальна функція j -го замкнутого контуру структурної схеми, v – кількість контурів, $\sum W_{H2}^k(p)$, $\sum W_{H3}^k(p)$ – суми можливих комбінацій добутків по два, три і т.д. передавальних функцій контурів, які не доторкаються один до одного (не мають спільних елементів), $\Delta_i(p)$ визначається за формулою для $\Delta(p)$, але в сумах враховуються тільки передавальні функції контурів, які не мають спільних елементів з i -м прямим шляхом.

Для ЕС, структурна схема якої показана на рис. 1-4, б, маємо три замкнутих контури ($v=3$ – пунктирні лінії) з передавальними функціями $W_1^k(p) = -W_1(p)W_2(p)$, $W_2^k(p) = -W_3(p)W_4(p)$, $W_3^k(p) = -W_5(p)W_3(p)W_6(p)$. Перший і другий, а також перший і третій контури не мають спільних елементів, тому $\sum W_{H2}^k(p) = W_1^k(p)W_2^k(p) + W_1^k(p)W_3^k(p) = W_1(p)W_2(p)W_3(p)W_4(p) + W_1(p)W_2(p)W_5(p)W_3(p)W_6(p)$.

Можливі комбінації по три для контурів, що не мають спільних елементів, відсутні, тому $\sum W_{H3}^k(p) = 0$. Звідси випливає, що $\Delta(p) = 1 + W_1(p)W_2(p) + W_3(p)W_4(p) + W_5(p)W_3(p)W_6(p) + W_1(p)W_2(p)W_3(p)W_4(p) + W_1(p)W_2(p)W_5(p)W_3(p)W_6(p)$.

Схема має два прямих шляхи від вхідної змінної до вихідної ($m = 2$, бо прямі шляхи можуть мати не більше одного спільного елемента) з передавальними функціями прямих шляхів $W_1''(p) = W_1(p)W_3(p)$, $W_2''(p) = W_5(p)W_3(p)$ і визначниками $\Delta_1(p) = 1$, $\Delta_2(p) = 1 + W_1(p)W_2(p)$.

Передавальна функція ЕС відповідно до формули Мезона дорівнює:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_1(p)W_3(p) + W_5(p)W_3(p)[1 + W_1(p)W_2(p)]}{\Delta(p)}.$$

11. Принцип з'єднання ланок у локальну мережу [46, 47, 49, 50, 81], тобто вибір топології, взаємного розташування ланок локальної мережі. **Локальною** називають мережу, що має невеликі, локальні розміри й з'єднує близько розташовані ланки. У локальній мережі користувач не помічає зв'язків між ланками. Комп'ютери, зв'язані локальною мережею, поєднуються в один віртуальний комп'ютер доступний всім користувачам. Цей доступ здійснюється непомітно для користувача, з не меншою реальною швидкістю, ніж до ресурсів, що входять безпосередньо в кожен окремий комп'ютер. Швидкість передавання по локальній мережі велика й досягає 1000 Мбіт/с і більше. Швидкість обмінування в локальній мережі – велика. Рівень помилок передавання – низький. Кількість поєднаних ланок – велика. У локальній мережі може передаватися різна цифрова інформація. Вона може забезпечити паралельні обчислення на всіх комп'ютерах мережі, багаторазово прискорюючи процес розв'язання завдання. **Недоліками** локальної мережі є наступне. Крім витрат на устаткування, з'єднувальні кабелі й програмне забезпечення, необхідно мати адміністратора мережі, який здійснює контроль за її роботою, модернізацією. Локальна мережа обмежує переміщення ланок у

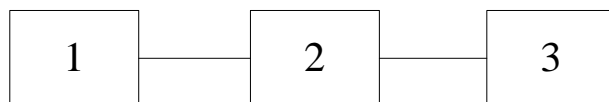


Рис. 1-5. Топологія ланцюгова. Два комп'ютери (1 і 2) приєднані безпосередньо між собою і приєднані, наприклад, до лазерного принтера 3

просторі. Вона є вразливою для комп'ютерних вірусів.

Найпростішою є локальна мережа без повторювачів – **ланцюгова**, у якій два або кілька комп'ютерів розташовані близько один до одного і взаємодіють безпосередньо між собою (рис. 1-5).

В топології **шина** (рис. 1-6) мережне устаткування абонентів (ланок) ідентичне і рівноправне в доступі до периферійного обладнання. Лінія зв'язку єдина, ланки можуть передавати інформацію тільки по черзі, інакше виникають накладання переданих даних, конфлікт, колізія. Всі приєднані пристрої прослуховують трафік шини й приймають тільки ті пакети, які адресовані їм. У шині реалізується режим напівдуплексного обміну в обох напрямках, по черзі. У топології **шина** відсутній центральний абонент, що передає всю інформацію. Це підвищує надійність, так як у випадку несправності центрального елемента перестає працювати вся система, керована ним. Додавання нових елементів у шину – проста процедура, виконувана й при роботі мережі. З'єднувального кабелю в такій системі потрібна мінімальна кількість. Вартість мережного устаткування – не занадто висока. Шинна структура працездатна при відмові окремих комп'ютерів.

Недоліком є те, що розв'язання будь-якого конфлікту обтяжує мережне устаткування кожного окремого абонента,

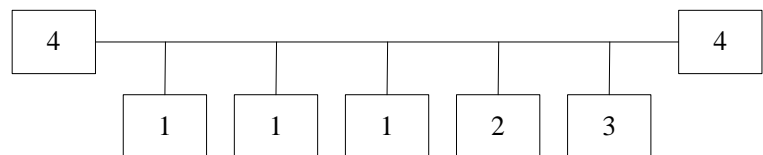


Рис. 1-6. Топологія шина: 1 – персональні комп'ютери; 2 – сервер; 3 – принтер; 4 – термінатори

що ускладнює апаратуру мережного адаптера, який узгоджує роботу комп'ютера й каналу зв'язку при передаванні даних від одного комп'ютера до іншого в мережі. Мережний адаптер перетворює паралельно поступаючі із шини комп'ютера сигнали, що відповідають двійковим розрядам інформаційних слів, у високочастотні імпульси, які передаються послідовно по лінії зв'язку. Крім того, через особливості розповсюдження електричних сигналів по довгих лініях зв'язку необхідно вмикати на кінцях шини спеціальний узгоджувальний пристрій (**резистивне поглинаюче навантаження**), яке називається **термінатором**. Без термінатора сигнал

відбивається від кінця лінії й спотворюється так, що зв'язок по мережі переривається. При розриві кабелю припиняється обмін між комп'ютерами. Коротке замикання в шині робить несправною всю мережу. При проходженні по лінії зв'язку інформаційні сигнали послаблюються й не відновлюються, що накладає обмеження на довжину лінії зв'язку. Для збільшення цієї довжини використовують кілька сегментів, з'єднаних між собою за допомогою відновлювачів сигналів – **репітерів**. Обмеження для такого нарощування довжини шини обумовлено кінцевою швидкістю

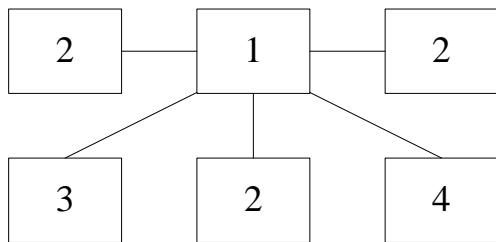


Рис. 1-7. Топологія зірка:
1 – концентратор; 2 – персональні комп'ютери; 3 – сервер; 4 – принтер

розповсюдження сигналів по лінії зв'язку. Шинну топологію доцільно застосовувати тільки в невеликих локальних мережах.

Топологія **зірка** має явно виражений центр (концентратор), до якого приєднуються всі інші абоненти (рис. 1-7). Система відрізняється гнучкістю, розширюваністю й

невисокою вартістю в порівнянні з більш складними локальними мережами. Обмін інформацією йде тільки через центральний комп'ютер-концентратор 1, що є найпотужнішим, його навантаження велике й ніякі інші роботи він не виконує. Мережне устаткування центра набагато більш складне, ніж у периферійних абонентів і рівноправності між ними немає. Ніяких конфліктів не буває, тому що керування централізоване. Несправність периферійного комп'ютера не впливає на функціонування іншої частини мережі. Відмова центрального комп'ютера паралізує всю систему, тому надійності його мережної апаратури приділяється особлива увага. Обрив або коротке замикання будь-якого кабелю порушує обмін тільки з одним комп'ютером, а всі інші будуть продовжувати роботу. На кожній лінії зв'язку перебуває тільки два абоненти: передавач і приймач, один з периферійних і центральний. Часто для їхнього з'єднання використовуються дві лінії зв'язку, кожна з них передає інформацію в одному напрямку. Мережне устаткування простіше, ніж при шинній топології, необхідності в термінаторах немає. Оскільки кожен приймач

одержує сигнал однієї величини, проблема затухання вирішується простіше, ніж при топології шина.

Недоліком є жорстке обмеження кількості периферійних абонентів (максимум 8-16). Вихід знаходять у підключенні замість одного з периферійних абонентів ще одного центрального абонента шляхом об'єднання декількох з'єднаних між собою зірок. Велика перевага зірки полягає в тому, що всі точки під'єднання зібрані в одному місці, що дозволяє легко контролювати роботу мережі, локалізувати несправності, від'єднувати від центра несправну ланку, що нездійсненно у випадку шини, а також відсторонити сторонніх від життєво важливих ресурсів ЕС. До кожного периферійного абонента може підходити один кабель, по якому передавання ведеться у двох напрямках, або два кабелі, по кожному з яких передавання ведеться в одному напрямку, що зустрічається частіше. Ще одним недоліком є більша, ніж в інших топологіях, витрата кабелю. Прикладом локальної мережі зіркоподібної топології є Ethernet.

Топологія **кілеце** з'єднує кожен комп'ютер тільки із двома іншими: один передає йому інформацію, інший її одержує (рис. 1-8). На кожній лінії зв'язку, як і в топології зірки, працює тільки один передавач й один приймач. Тому необхідності в зовнішніх термінаторах немає.

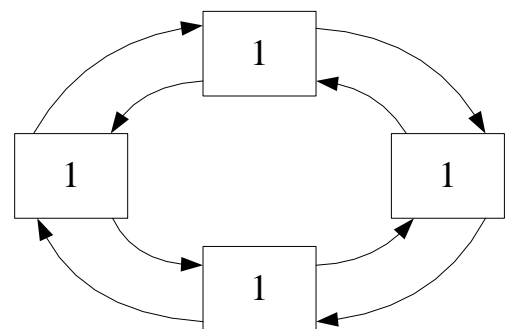


Рис. 1-8. Топологія кілеце:
1 – персональні комп'ютери

Кожен комп'ютер ретранслює й відновлює сигнал, що поступає до нього і відіграє роль репітера. Тому затухання сигналу у всьому кільці значення не має, важливо лише затухання між сусідніми комп'ютерами кільця. Чітко виділеного центра нема, всі комп'ютери можуть бути однаковими. У кільці можна виділити спеціальний абонент, що керує або контролює обмін. Такий керуючий абонент знижує надійність мережі, оскільки його несправність паралізує роботу мережі. Комп'ютери в кільці не повністю рівноправні, як у шинній топології. Інформація від передавального

комп'ютера доходить до одного приймального раніше, до іншого – пізніше. Це дозволяє будувати методи керування обміном по мережі, розраховані на топологію кільце, коли право на наступне передавання (на захоплення мережі) переходить послідовно до наступного по колу комп'ютеру. Приєднання нових абонентів у кільце вимагає зупинки роботи всієї мережі на час приєднання. Максимальна кількість абонентів у кільці велика (тисяча й більше).

Перевага топології кільце у тому, що вона найстійкіша до перевантажень і забезпечує роботу із найбільшими потоками інформації, переданої по мережі, у якій відсутні конфлікти (як у шинній), крім того, немає центрального абонента (як у зірковій). Перевага мережі перед мережами з іншими топологіями полягає також у тому, що ретрансляція сигналів кожним абонентом дозволяє істотно збільшити її розміри (до декількох десятків кілометрів). Крім того, кільцева топологія забезпечує передбачуваний час доставки пакета адресатові.

Недолік топології кільце полягає в тому, що оскільки сигнал у кільці проходить через всі комп'ютери мережі, несправність одного з них, або його мережного устаткування, порушує роботу всієї мережі. Коротке замикання або ушкодження в кабелі кільця позбавляє всю систему працездатності. Для

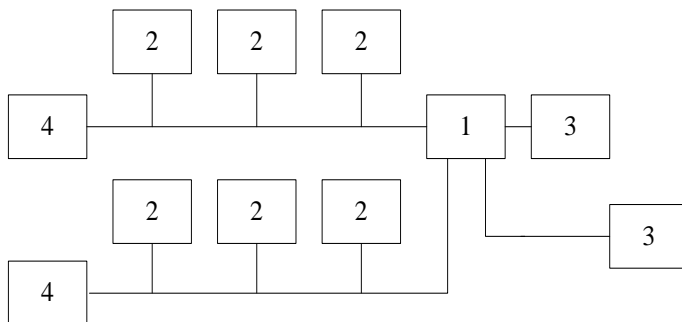


Рис. 1-9. Топологія зірка-шина: 1 – концентратор;
2 – комп'ютерні сегменти; 3 – окремі комп'ютери;
4 – термінатори

підвищення надійності топологія кільце виконується на основі двох кільцевих ліній зв'язку, що передають інформацію в протилежних напрямках, з керуванням від простого й надійного перемикаючого пристрою. Така

система більш надійна, тому що при несправності одного кільця, використовується інше. Крім того, вона забезпечує більшу швидкість передавання інформації адресатові.

Топологія зірка-шина формується з декількох зірок, концентратори яких з'єднуються окремими сегментами загальної шини (рис. 1-9). До концентратора 1 приєднуються як окремі комп'ютери 3, так і цілі шинні сегменти 2 та термінатори 4. Фізична топологія шини охоплює всі комп'ютери мережі.

Топологія зірка-кільце (рис. 1-10). Всі комп'ютери з'єднані в замкнуте кільце і керуються від єдиного центра 1. Дана топологія дозволяє комбінувати переваги зіркової та кільцевої топологій.

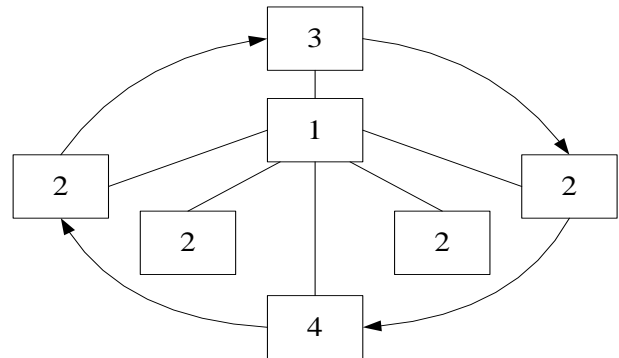


Рис. 1-10. Топологія зірка-кільце:
1 – концентратор; 2 – персональні комп'ютери;
3 – сервер; 4 – принтер

Складні топології є розширеннями або комбінаціями основних фізичних топологій, розглянутих раніше для малих локальних мереж [47-50].

Послідовні ланцюги, де послідовно з'єднують всі концентратори мережі (рис.1-11), використовуючи їх же порти. Малі локальні мережі можна розширювати, з'єднуючи концентратори в послідовний ланцюжок без додаткових витрат, але з обмеженою кількістю концентраторів, повторювачів, з'єднань, постійною сумарною смугою пропускання й кількістю конфліктних сегментів. У послідовному ланцюгу можливе обмежене збільшення кількості комп'ютерів, що конкурують за ту саму смугу пропускання, тому що це збільшує ймовірність конфліктних ситуацій і знижує надійність ЕС. Отже послідовні ланцюги доцільно використати в локальних мережах з невеликою кількістю концентраторів й у невеликих глобальних мережах.

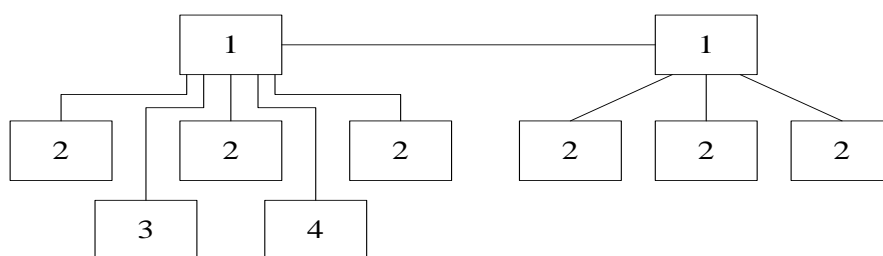


Рис. 1-11. Послідовні ланцюги:
1 – концентратори; 2 – персональні комп'ютери; 3 – сервер; 4 – принтер

Ієрархії. Ієрархія – принцип розташування частин й елементів цілого в певному порядку від вищого до нижчого, розподіл на рівні вищі й нижчі по значимості для функціонування або керування ЕС. Звідси виникло поняття – “ієрархічні східці”, сходинки підпорядкування інформації або сигналів за важливістю. В ієрархічних топологіях використовується більше одного рівня концентраторів. Кожен рівень виконує свої мережні функції. Концентратори нижнього рівня вирішують задачі підтримки з’єднання зі станціями користувачів й серверами. Вузли більше високих рівнів об’єднують вузли користувальницького рівня. Множина концентраторів користувальницького рівня з’єднана з меншою кількістю концентраторів більш високого рівня. Ієрархічні топології краще підходять для локальних мереж середнього й більшого розміру, де можливі розширення й збільшення трафіку.

Ієрархічні кільця. Мережі з кільцевою топологією можна розширити шляхом ієрархічного з’єднання декількох кілець (рис.1-12). Для з’єднання всіх кілець користувальницького рівня й організації доступу до глобальної мережі можна використати кільце другого рівня, наприклад FDDI (Fiber Distributed Data Interface – розподілений інтерфейс передавання даних по волоконно-оптичному кабелю із пропускнуою здатністю 100 Мбіт/с).

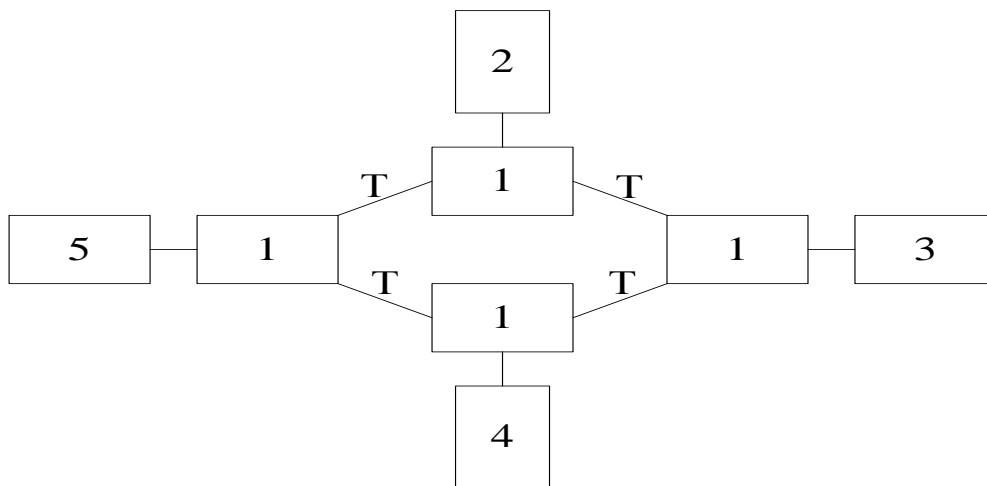


Рис. 1-12. Глобальна мережа топології „кільце”:

1 – маршрутизатори; 2 – локальна мережа А; 3 – локальна мережа Б;
4 – локальна мережа В; 5 – локальна мережа Г; Т – потік інформації(трафік)

Ієрархічні зірки. Ієрархічно з'єднавши декілька зірок (рис.1-13) можна розширити мережі з кільцевою топологією. Ієрархічні зірки можуть складатися з одного домену (домен – частина ієрархічної системи, логічне об'єднання комп'ютерів у єдине утворення) або розділятися за допомогою комутаторів, маршрутизаторів або мостів на декілька неконфліктних доменів. Конфліктний домен складається із пристроїв, що конкурують за право передавання в спільно використовуваному середовищі. Комутатори, мости, маршрутизатори сегментують конфліктні домени, тобто створюють замість одного де-кілька конфліктних доменів меншого розміру. В ієрархічній зірці один рівень використовується для з'єднання з користувачами, другий – як загальна магістраль передачі даних.

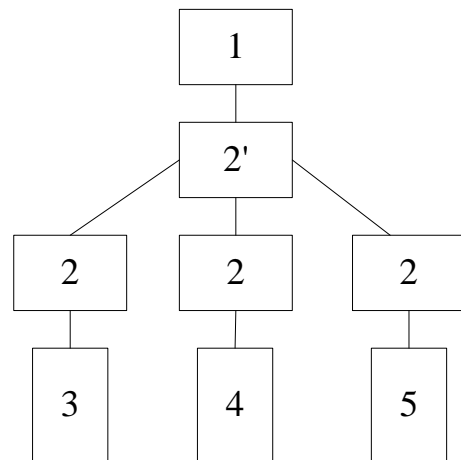


Рис. 1-13. Топологія ієрархічна зірка:
 1 – локальна мережа А;
 2 – маршрутизатори;
 2' – розподільчий маршрутизатор;
 3 – локальна мережа Б;
 4 – локальна мережа В;
 5 – локальна мережа Г

Комбінована ієрархічна топологія є комбінацією декількох різних топологій і може мати більшу продуктивність, ніж в ЕС, що складається з декількох ідентичних підсистем. На рис.1-14 представлена комбінована ієрархічна топологія, де для з'єднання користувальницьких концентраторів використовується магістраль асинхронного режиму передавання (Asynchronous Transfer Mode – ATM). У цьому режимі пакети певної довжини використовуються для одночасного передавання даних різного типу (включаючи голосову й відеоінформацію). Швидкість передавання висока (25 Мбіт/с ÷ 655 Мбіт/с). Декілька серверів з'єднуються в кільце FDDI. Для з'єднання користувальницьких станцій використовується Ethernet (один з найпоширеніших типів локальних мереж зі швидкістю передавання 10 Мбіт/с й 100 Мбіт/с із множинним доступом і упізнанням несучої й виявленням конфліктів через одночасний вихід у мережу двох користувачів). Це ділить локальну мережу на функціональні компоненти (станції, сервери,

магістралі).

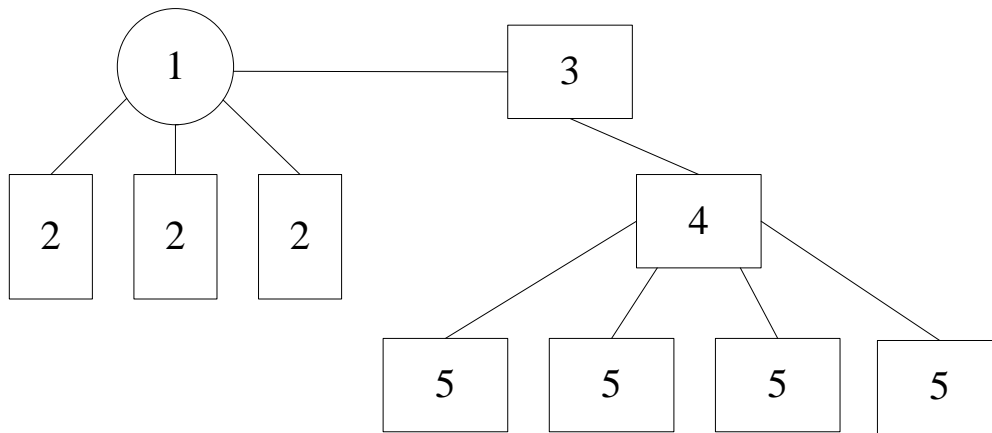


Рис. 1-14. Комбінована ієрархічна топологія: 1 – кільце; 2 – сервери;
3 – комутатор; 4 – концентратор; 5 – персональні комп'ютери

12. Принцип об'єднання **ланок** (комп'ютерів або локальних мереж) у **глобальну мережу** [46-50] відбувається за допомогою маршрутизаторів (засобів визначення маршруту передавання даних між вузлами й терміналами обчислювальної мережі). Вузол мережі – спеціальний комп'ютер із установленим на ньому мережним програмним забезпеченням, призначений для диспетчерського керування або комутації ліній зв'язку в комп'ютерній мережі або мережі передавання даних. Таке об'єднання дозволяє кожній локальній мережі надати доступ своїм користувачам до ресурсів іншої локальної мережі без втрати власної індивідуальності. Маршрутизатор **зв'язує локальні мережі, не перетворюючи їх** в одну більшу локальну мережу. Глобальна мережа, представлена на рис.1-15, може охоплювати будь-яку географічну область, у межах одного будинку або на різних континентах.

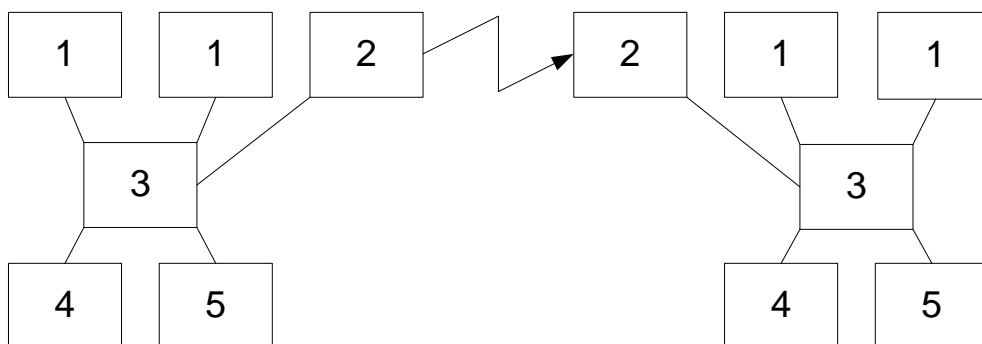


Рис. 1-15. Глобальна мережа: 1 – персональні комп'ютери; 2 – маршрутизатори;
3 – концентратори; 4 – сервери; 5 – принтери

Невід'ємною частиною глобальної мережі є повторювач. У локальній

мережі повторювач – пристрій, який з'єднує декілька вузлів обчислювальної мережі, відновлює й підсилює сигнали в мережі, служить для збільшення її довжини. Повторювач у глобальній мережі залишається прозорим для користувачів та адміністраторів мережі, інтегрований в інфраструктуру, яка забезпечує взаємодію комп'ютерів у мережі.

Топологія глобальної мережі визначає спосіб упорядкування лінії зв'язку. При виборі топології потрібно враховувати вартість, продуктивність, можливість розширення, технологічні особливості.

Однорангова топологія – простий спосіб взаємодії невеликої кількості вузлів за допомогою виділених індивідуальних каналів або інших ліній зв'язку (рис. 1-16). Недоліком однорангової топології є обмежена можливість розширення, тому що із зростанням кількості вузлів збільшується кількість прольотів між локальними

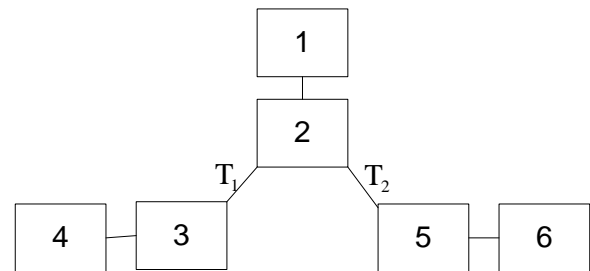


Рис. 1-16. Глобальна однорангова мережа:

1 – користувач А; 2 – маршрутизатор А;
3 – маршрутизатор Б; 4 – користувач Б;
5 – маршрутизатор В; 6 – користувач В;

T_1 , T_2 – трафіки

мережами, що призводить до зниження пропускної здатності лінії зв'язку між двома вузлами в ЕС. Пропускна здатність залежить від відстані між вузлами, типу

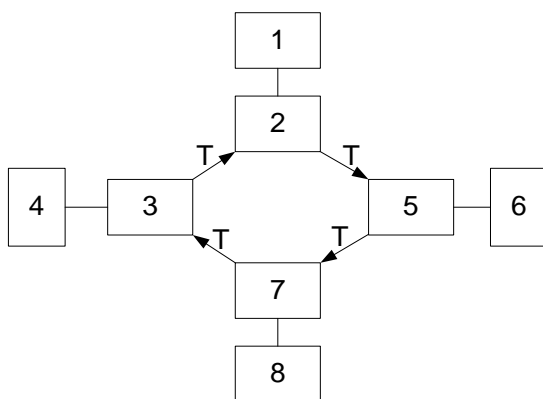


Рис. 1-17. Глобальна кільцева мережа:

1 – користувач А; 2 – маршрутизатор А;
3 – маршрутизатор Б; 4 – користувач Б;
5 – маршрутизатор В; 6 – користувач В;
7 – маршрутизатор Г; 8 – користувач Г;

T – трафік

й пропускної здатності каналу передавання даних, ступеня його завантаженості. В однорангової ЕС велика чутливість до відмов її елементів. Відсутність надлишкових маршрутів у такій ЕС призводить до того, що використання динамічного протоколу маршрутизації для обчислення маршрутів і передавання пакетів викликає пусту витрату часу й циклів процесора. Тому статистичне

визначення маршрутів підвищує продуктивність однорангової мережі.

Кільцева топологія глобальної мережі (рис. 1-17) поєднує невелику кількість вузлів. Її недоліком є те, що залежно від географічного розташування локальних мереж розведення нових ліній зв'язку – дорогий захід. Замість виділених ліній доцільно використати механізм ретрансляції кодів за умови, що їхня продуктивність задовольняє трафіку. Крім того, розширення мережі пов'язане із труднощами. Уведення в глобальну мережу додаткових об'єктів збільшує кількість прольотів, які проходять дані на шляху до адресата, що призводить до необхідності введення нових каналів. Кільцеву топологію доцільно використати для об'єднання невеликої кількості вузлів. Вона конкурує тільки з одноранговим з'єднанням, так як може забезпечити резервний маршрут до пристроїв мережі.

Зіркова топологія глобальної мережі організується, якщо з'єднати всі ланки в загальний вузол, де розташований центральний маршрутизатор (рис. 1-18), який використовується для встановлення з'єднань як між локальними

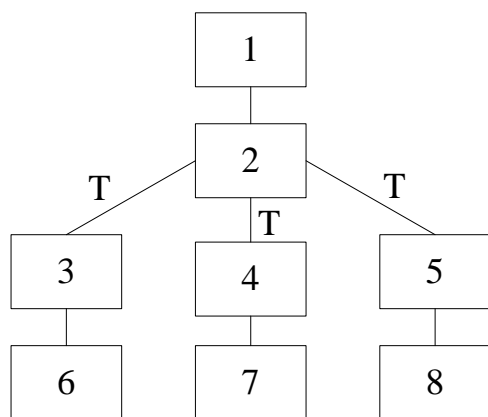


Рис. 1-18. Глобальна зіркова мережа:

1 – користувач А; 2 – маршрутизатор розподільчий; 3 – маршрутизатор Б;

4 – маршрутизатор В 5 – маршрутизатор Г;

6 – користувач Б; 7 – користувач В;

8 – користувач Г; Т – трафік

мережами так і з глобальною мережею. Зіркову топологію можна реалізувати на будь-яких виділених каналах. Уводячи в мережу центральний маршрутизатор, що об'єднує всі зіркові топології, вирішують проблему її розширення. Кількість маршрутизаторів, їхніх портів і каналів зв'язку повинна бути помірною. Порівнюючи рис. 1-17 і рис. 1-18, дійдемо висновку, що в порівнянні з кільцевою, зіркова топологія має меншу кількість ліній зв'язку. Ступінь

розширення ЕС із зірковою топологією обмежується кількістю портів центрального маршрутизатора. Подальше зростання мережі потребує переходу до

дворівневої топології або використання маршрутизатора з більшою кількістю портів.

Перевагою зіркової топології ЕС є підвищена пропускна здатність, що більша, ніж у кільцевій або одноранговій, тому що всі пристрої мережі перебувають на відстані один від одного рівній трьом прольотам: маршрутизатор локальної мережі користувача, центральний маршрутизатор і маршрутизатор одержувача.

Недоліки зіркової топології: створюється уразлива до відмови ланка, існування якої означає, що всі зв'язки глобальної мережі можуть бути порушені у випадку несправності центрального маршрутизатора. Крім того, відсутні надлишкові маршрути, що призводить до того, що при перебоях центрального розподільчого маршрутизатора мережа буде несправною. Динамічні протоколи маршрутизації не допоможуть, оскільки нових маршрутів не існує.

Топологія повна сітка (рис. 1-19)

є найбільш надійною й відмовостійкою: всі вузли безпосередньо з'єднані один з одним. Запасні маршрути є у великій кількості. Це дозволяє мінімізувати кількість прольотів між будь-якими двома мережними пристроями. Мережу можна створити за допомогою будь-якої технології передавання даних.

До **недоліків** можна віднести більші витрати на організацію й експлуатацію. Кожен маршрутизатор повинен мати достатню кількість портів і каналів передавання, (по одному на кожен маршрутизатор глобальної мережі). Доповнити таку мережу новими вузлами практично неможливо, тому що маршрутизатори мають обмежену кількість портів, оскільки

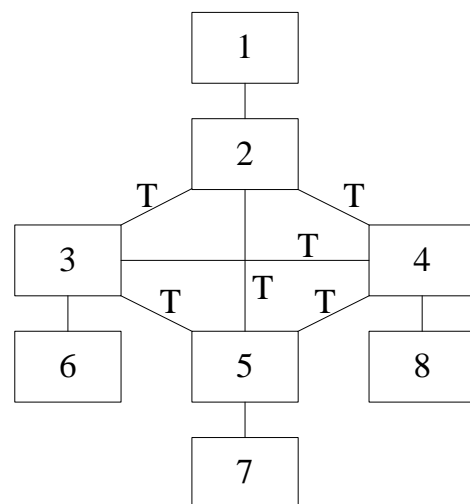


Рис. 1-19. Глобальна мережа повна сітка:
1 – користувач А; 2 – маршрутизатор А;
3 – маршрутизатор Б; 4 – маршрутизатор В;
5 – маршрутизатор Г; 6 – користувач Б;
7 – користувач Г; 8 – користувач В;
Т – трафік

топология повна сітка має обмежене практичне застосування. Вона корисна в тих випадках, коли необхідно встановити надійні з'єднання між маршрутизаторами, що здійснюють основний трафік мережі, а також тоді, коли потрібне розгортання в повній сітці тільки в деяких фрагментах глобальної мережі.

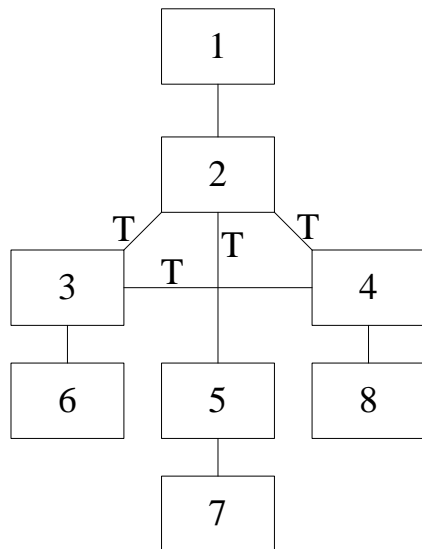


Рис. 1-20. Глобальна мережа часткова сітка:
 1 – користувач А; 2 – маршрутизатор А;
 3 – маршрутизатор Б; 4 – маршрутизатор В;
 5 – маршрутизатор Г; 6 – користувач Б;
 7 – користувач Г; 8 – користувач В;
 Т – трафік

Часткова сітка (рис. 1-20) використовується тоді, коли немає необхідності реалізовувати повну сітку цілком. Це гнучка топологія, у якій деякими зв'язками між вузлами можна зневажати. Витрати на розгортання й обслуговування такої мережі зменшуються і з'являється можливість її розширення.

Дворівнева топологія є модифікованою версією стандартної зіркової. Замість одного концентратора використовуються

два, три й більше. Це знижує уразливість зіркової топології й дозволяє використати її ефективність і можливість розширення. На рис. 1-21 представлена стандартна глобальна мережа із дворівневою топологією. Внаслідок появи додаткового концентратора-маршрутизатора кількість прольотів зростає на одиницю, але з появою нових вузлів кількість прольотів не збільшується. Глобальна мережа дворівневої топології має підвищену стійкість до відмов у порівнянні зі звичайною зірковою й забезпечує можливість до розширення. Її маршрутизатори можна об'єднати в повну або часткову сітку або поєднувати в однорангову структуру. У глобальних мережах, які поєднують велику кількість вузлів або використовують маршрутизатори з обмеженою кількістю портів, може трапитися, що можливостей розширення дворівневої топології недостатньо. Це завдання

можна вирішити за допомогою введення третього рівня (рис. 1-22).

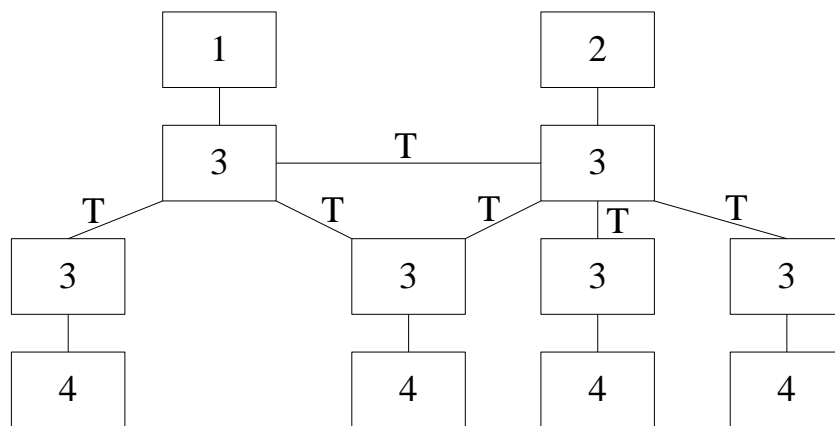


Рис. 1-21. Глобальна мережа дворівневої топології: 1 – локальна мережа А; 2 – локальна мережа Б; 3 – маршрутизатори; 4 – користувачі; Т – трафік

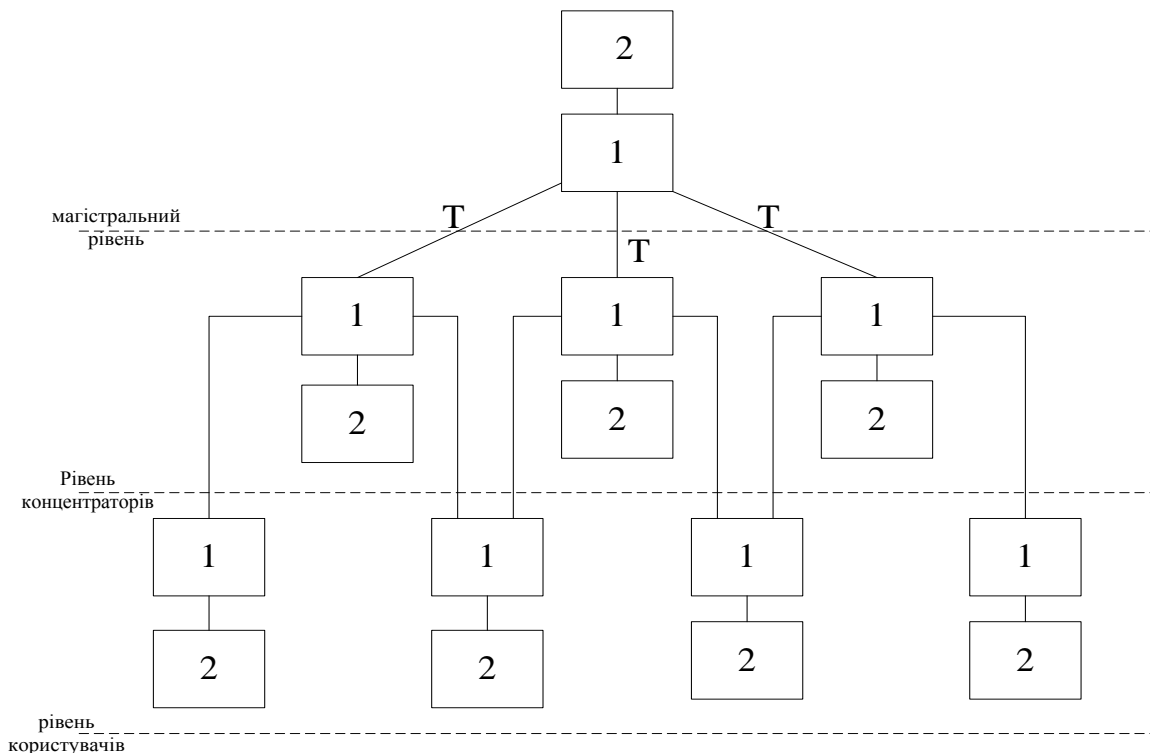


Рис. 1-22. Глобальна мережа тривірневої топології:
1 – маршрутизатори; 2 – локальні мережі; Т – трафік

Гібридні топології використовуються для об'єднання декількох більш простих, але ефективних топологій у великі та складні мережі [49]. Їх створення дозволяє узгодити пропускну здатність глобальної мережі з необхідною величиною трафіка. В залежності від вимог до необхідних параметрів та характеристик використовуються різні комбінації топологій.

При розробці гібридної топології треба забезпечити виконання вимог до параметрів системи загалом, які складаються з параметрів підсистем. Якщо топологія локальних мереж обирається за прийнятими стандартами, то в глобальній мережній можливий більш вільний вибір структури встановлення максимально можливої кількості з'єднань між магістральними вузлами багаторівневої глобальної мережі – це один з різновидів глобальної топології. Інші її різновиди можуть бути не менш ефективними. Важливо підібрати найбільш вдалу комбінацію топологій систем та підсистем, яка зможе задовольнити вимоги розробника до загальних параметрів глобальної мережі.

13. Принцип **перетворення структур ЕС** [19-23]. Під структурою ЕС (див. п.9) розуміють набір складових її елементів і зв'язків між ними. Структура визначає, як влаштована ЕС, з яких фізичних частин вона складається і як ці частини зв'язані між собою, щоб забезпечити її функціонування за заданим алгоритмом. Структурна схема ЕС визначена неоднозначно, одній й тій же ЕС відповідає множина структурних схем. Це дозволяє вибирати найбільш прості й зручні для дослідження структурні схеми й скоротити процес проектування. Для знаходження найбільш простих і зручних **структурних схем ЕС** необхідно проводити їхнє **перетворення**.

Структурне перетворення лінійних ЕС. Структурна схема представляє лінійну систему, побудовану як з'єднання більш простих лінійних підсистем, суматорів і точок розгалуження. Тому будь-яке перетворення структурної схеми зводиться до почергової попарної перестановки сусідніх ланок. Для цього досить переставляти різні сусідні ланки структурної схеми – точки розгалуження (вузли), суматори й лінійні підсистеми. **Принцип структурного перетворення** полягає в тому, що всі перетворення в структурній схемі, наприклад, перестановка сусідніх ланок, повинні здійснюватися так, щоб всі вхідні й вихідні сигнали кожної перетвореної ділянки схеми залишалися незмінними. Цей принцип забезпечує рівноцінність початкової й перетворюваної схем, які

відповідають одній й тій же лінійній ЕС. Звідси випливають правила структурних перетворень [17].

Два вузли й два суматори можна змінювати місцями (рис. 1-23, рис. 1-24).

При перенесенні вузла через суматор в напрямку розповсюдження сигналу або суматора через вузол проти напрямку розповсюдження необхідно

додавати зв'язок між лінією

другого входу суматора й відгалуженням, спрямований в напрямку розповсюдження

сигналів прямого ланцюга і який має підсилювач із коефіцієнтом підсилення мінус

1 (рис. 1-25). При перенесенні

вузла через суматор проти напрямку

розповсюдження сигналу або

суматора через вузол в напрямку

розповсюдження сигналу необхідно

додати зв'язок між лінією другого

входу суматора й відгалуженням,

спрямований проти напрямку

розповсюдження сигналу прямого

ланцюга (рис. 1-26).

При перенесенні вузла через

стаціонарну лінійну систему в

напрямку розповсюдження сигналу

потрібно включати у відгалуження зворотну лінійну систему (рис. 1-27). При

перенесенні вузла через лінійну систему проти напрямку розповсюдження

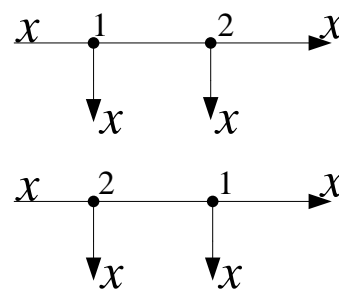


Рис. 1-23. Два вузли можна змінювати місцями

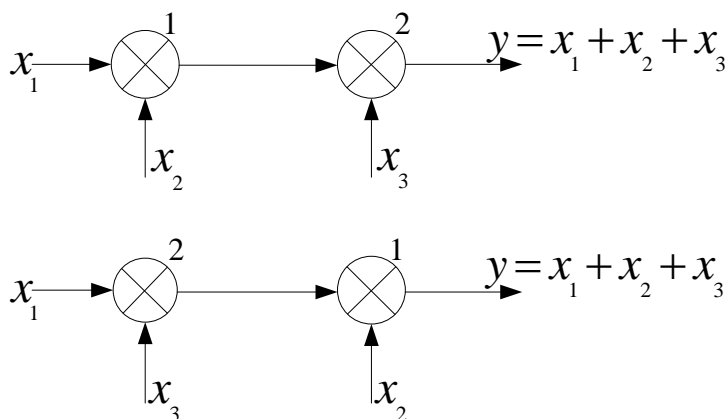


Рис. 1-24. Два суматори можна змінювати місцями

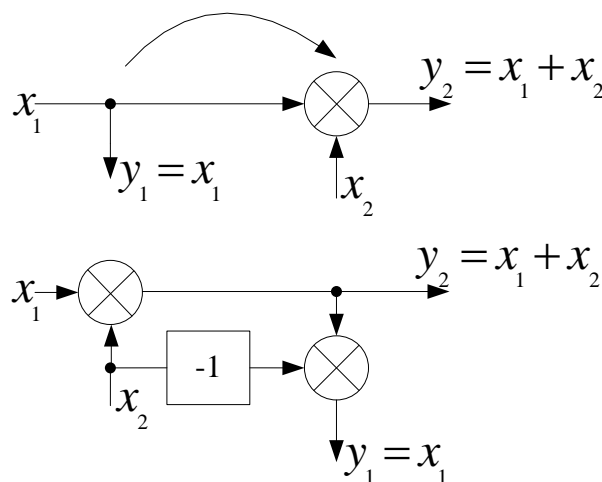


Рис. 1-25. Перенесення вузла через суматор в напрямку розповсюдження сигналу (або суматора через вузол в напрямку протилежному до розповсюдження сигналу)

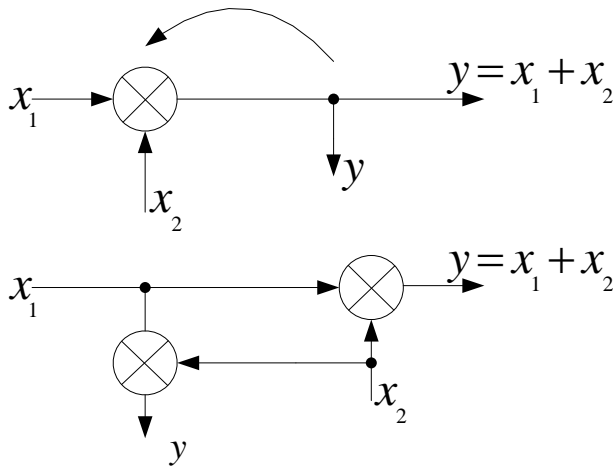


Рис. 1-26. Перенесення вузла через суматор в напрямку протилежному до розповсюдження сигналу (або суматора через вузол в напрямку розповсюдження сигналу)

сигналу потрібно включити у відгалуження таку ж лінійну систему (рис. 1-28). При перенесенні суматора через лінійну систему в напрямку розповсюдження сигналу необхідно включити в лінію другого входу суматора таку ж систему (рис. 1-29). При перенесенні суматора через лінійну систему проти напрямку розповсюдження сигналу потрібно включити в лінію другого входу суматора зворотну систему (рис. 1-30). Гілки паралельного з'єднання можна змінювати місцями (рис.1-31).

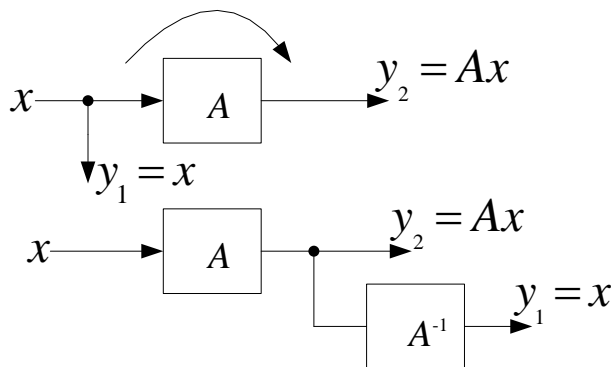


Рис. 1-27. Перенесення вузла через лінійну систему в напрямку розповсюдження сигналу

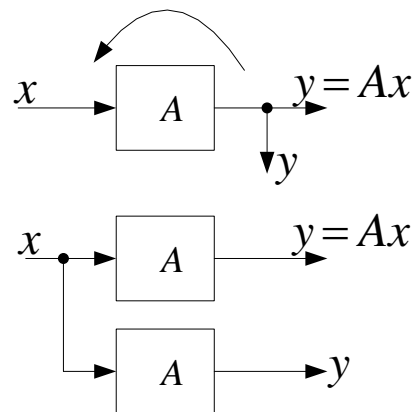


Рис. 1-28. Перенесення вузла через лінійну систему в напрямку протилежному до розповсюдження сигналу

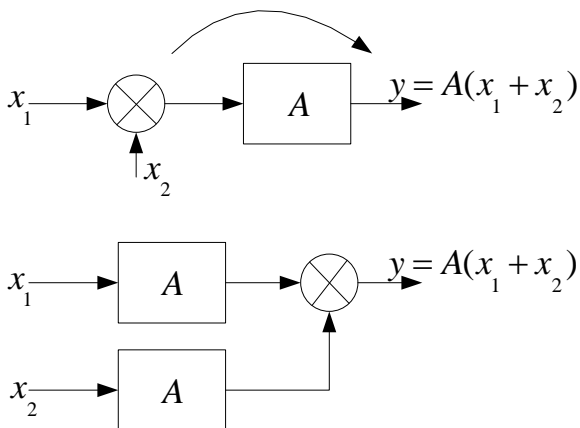


Рис. 1-29. Перенесення суматора через лінійну систему в напрямку розповсюдження сигналу

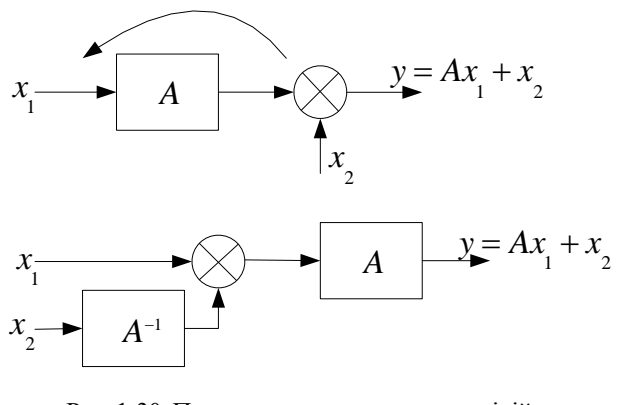


Рис. 1-30. Перенесення суматора через лінійну систему в напрямку протилежному до розповсюдження сигналу

При наявності негативного зворотного зв'язку в ЕС можна змінювати місцями систему прямого ланцюга й систему в ланцюзі зворотного зв'язку. При цьому потрібно замінити обидві системи відповідними зворотними системами (рис. 1-32). Всі представлені правила – загальні й справедливі для довільних лінійних систем.

Для стаціонарних систем послідовно з'єднані стаціонарні лінійні системи можна змінювати місцями. Послідовно з'єднані підсилювачі, як стаціонарні, так і нестаціонарні, можна змінювати місцями.

Для довільних нестаціонарних систем не можна змінювати порядок послідовного з'єднання без введення додаткових змін у структурну схему. Так при перенесенні підсилювача з коефіцієнтом підсилення $k(t)$ через диференціатор в напрямку розповсюдження сигналу необхідно паралельно з диференціатором приєднати підсилювач із коефіцієнтом підсилення $\frac{k'(t)}{k(t)}$ (рис. 1-33). При перенесенні підсилювача з коефіцієнтом підсилення $k(t)$ через диференціатор проти напрямку

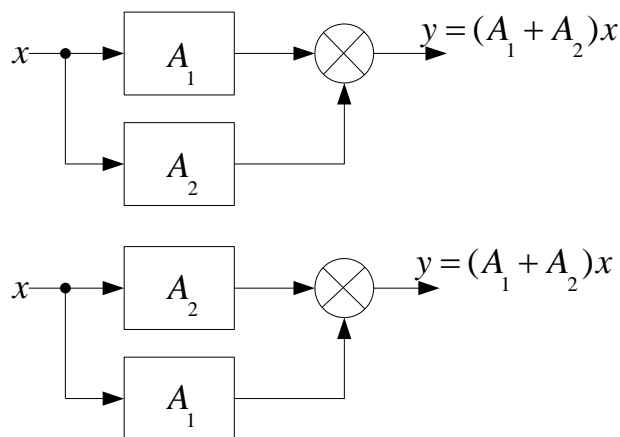


Рис. 1-31. Гілки паралельного з'єднання можна змінювати місцями

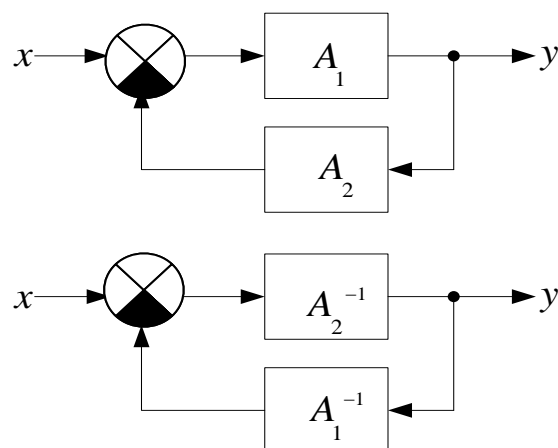


Рис. 1-32. ЕС із зворотним зв'язком

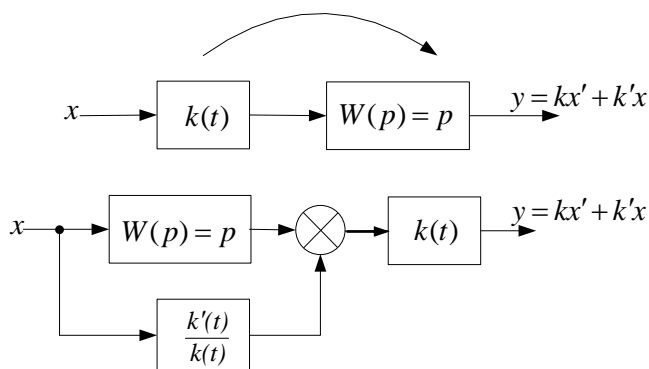


Рис. 1-33. Перенесення підсилювача з коефіцієнтом підсилення $k(t)$ через диференціатор (передавальна функція $W(p) = p$) в напрямку розповсюдження сигналу

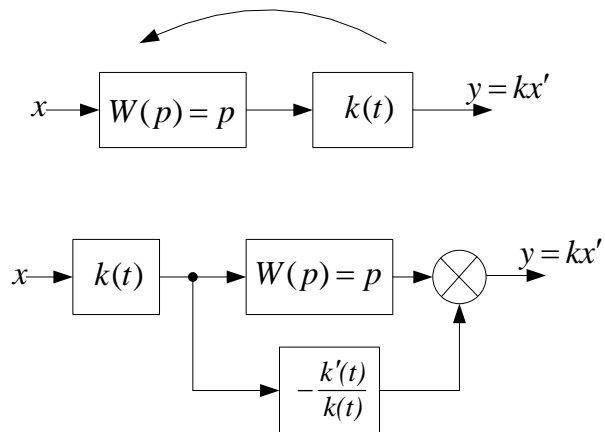


Рис. 1-34. Перенесення підсилювача через диференціатор в напрямку протилежному до розповсюдження сигналу

розповсюдження сигналу необхідно паралельно з диференціатором приєднати підсилювач із коефіцієнтом підсилення $-\frac{k'(t)}{k(t)}$ (рис. 1-34).

При перенесенні підсилювача з коефіцієнтом підсилення $k(t)$ через інтегратор в напрямку сигналу потрібно замкнути інтегратор

негативним зворотним зв'язком, у який входить підсилювач із коефіцієнтом підсилення $\frac{k'(t)}{k(t)}$ (рис. 1-35). При перенесенні підсилювача з коефіцієнтом

підсилення $k(t)$ через інтегратор проти напрямку розповсюдження сигналу необхідно замкнути інтегратор негативним зворотним зв'язком, що містить підсилювач із коефіцієнтом

підсилення $-\frac{k'(t)}{k(t)}$ (рис. 1-36).

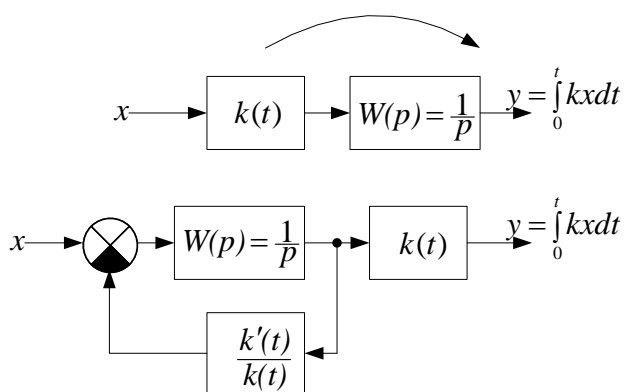


Рис. 1-35. Перенесення підсилювача з коефіцієнтом підсилення $k(t)$ через інтегратор (передавальна функція $W(p) = \frac{1}{p}$) в напрямку розповсюдження сигналу

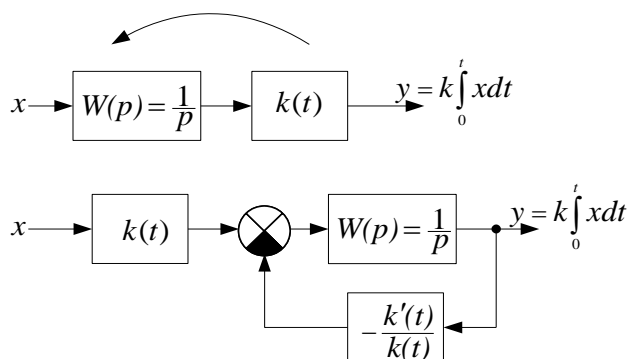


Рис. 1-36. Перенесення підсилювача через інтегратор в напрямку протилежному до розповсюдження сигналу

Структурне перетворення нелінійних ЕС (НЕС) [19, 20, 21, 61].

Нелінійною називається динамічна система, для якої не виконується принцип суперпозиції. У нелінійних системах можливі, на відміну від

лінійних, стійкі коливання певної амплітуди й частоти без зовнішніх збуджень (автоколивання). Як наслідок внутрішніх нелінійних властивостей елементів, система може мати кілька різних видів стійких періодичних процесів з різними частотами й відповідними певними амплітудами. На відміну від лінійних систем, у нелінійній системі сам характер процесів у ній (коливання, що затухають, наростаючі коливання, аперіодичний процес) залежать від початкових умов. При періодичному зовнішньому входному збудженні в НЕС можуть спостерігатися різні випадки резонансу, невластиві лінійним системам, й амплітуди, що характеризуються неоднозначною залежністю вимушених коливань від частоти. Резонанс у НЕС можливий і на частоті, яка дорівнює деякій частці частоти входного збудження. У деяких НЕС спостерігаються явища параметричного збудження й резонансу, при якому в НЕС виникають коливання при періодичному змінюванні певних параметрів. У деяких ЕС нелінійності характеристик її елементів є шкідливими факторами, які, однак, можуть бути раціонально використані в інших ЕС.

Можна виділити наступні проблеми в теорії НЕС. Перша – дослідження впливу нелінійностей характеристик деяких реальних елементів на хід процесів у НЕС, яка в основному – лінійна. Тут наявність нелінійностей в елементах змінюють тільки кількісні характеристики процесів у системі загалом. Така ЕС проектується так, щоб процеси в ній не виходили за межі лінійності характеристик елементів. Друга проблема – дослідження принципово нелінійних ЕС [21].

Реальні елементи ЕС у більшості випадків – **нелінійні**. Лінійними їх можна вважати поблизу робочої точки. До складу ЕС входять істотно **нелінійні елементи**, що суттєво змінюють поведінку ЕС і надають їй нові властивості, які не можна досліджувати, використовуючи лінійну теорію. У нелінійних ЕС перетворення сигналу описується диференціальним або інтегральним **нелінійним** рівнянням і може бути описано оператором перетворення P . Якщо вхідний сигнал $x(t)$, а вихідний $z(t)$, то

$$z(t) = \Pi\{x(t)\}. \quad (1-5).$$

В окремих випадках перетворення сигналу нелінійною ланкою можна представити як послідовна дія лінійного оператора $W(p)$, що описує динамічні властивості ланки, і нелінійного оператора f , що описує статичне перетворення сигналу. Еквівалентна схема складається з послідовного з'єднання лінійної динамічної і нелінійної статичної ланок. Залежно від **послідовності дії** лінійного й нелінійного операторів відбувається **різне перетворення сигналу** [21]. Якщо

$$z_1(t) = \Pi_1\{x(t)\} = f\langle L^{-1}\{W(p)L[x(t)]\}\rangle, \quad (1-6)$$

$$z_2(t) = \Pi_2\{x(t)\} = L^{-1}\langle W(p)L\{f[x(t)]\}\rangle, \quad (1-7)$$

то в загальному випадку $z_2(t) \neq z_1(t)$, де L й L^{-1} – пряме й зворотне перетворення Лапласа. Оскільки $z_2(t) \neq z_1(t)$, то при послідовному з'єднанні нелінійної статичної і лінійної динамічної ланок їхня перестановка неприпустима. Виключенням є ланка затримки на τ , для якої $W(p) = \exp(-p\tau)$ й $L^{-1}\{\exp(-p\tau)L[x(t)]\} = x(t - \tau)$. У цьому випадку

$$z_1(t) = f[x(t - \tau)] = z_2(t) \quad (1-8)$$

і перенесення ланки запізнювання через нелінійну статичну ланку $f(x)$ не змінює властивостей розглянутої ЕС.

Для розв'язання рівняння (1-5) відносно змінної $z(t)$ введемо зворотний оператор Π^{-1} , що відповідає умові $\Pi^{-1}\{\Pi[x(t)]\} = x(t)$. Тоді $x(t) = \Pi^{-1}\{z(t)\}$, якщо розв'язок рівнянь (1-6), (1-7) для заданого $z(t)$ існує. Якщо Π_1 – прямий оператор послідовного з'єднання лінійної динамічної і нелінійної статичної ланок $\Pi_1\{x(t)\} = f\langle L^{-1}\{W(p)L[x(t)]\}\rangle$, то зворотний оператор дорівнює:

$$\Pi_1^{-1}\{z(t)\} = L^{-1}\langle \frac{1}{W(p)} L\{f^{-1}[z(t)]\}\rangle, \quad (1-9)$$

де символ f^{-1} означає нелінійну функцію, зворотну f , а $x = f^{-1}\{f(x)\}$. Прямий Π_1 і зворотний Π_1^{-1} оператори представлені на рис. 1-37 еквівалентними схемами. У статичному режимі нелінійних систем сигнали x й z від часу не залежать. Лінійну ланку будемо розглядати як пропорційну $W(p)$ об'єднавши її з нелінійною статичною ланкою.

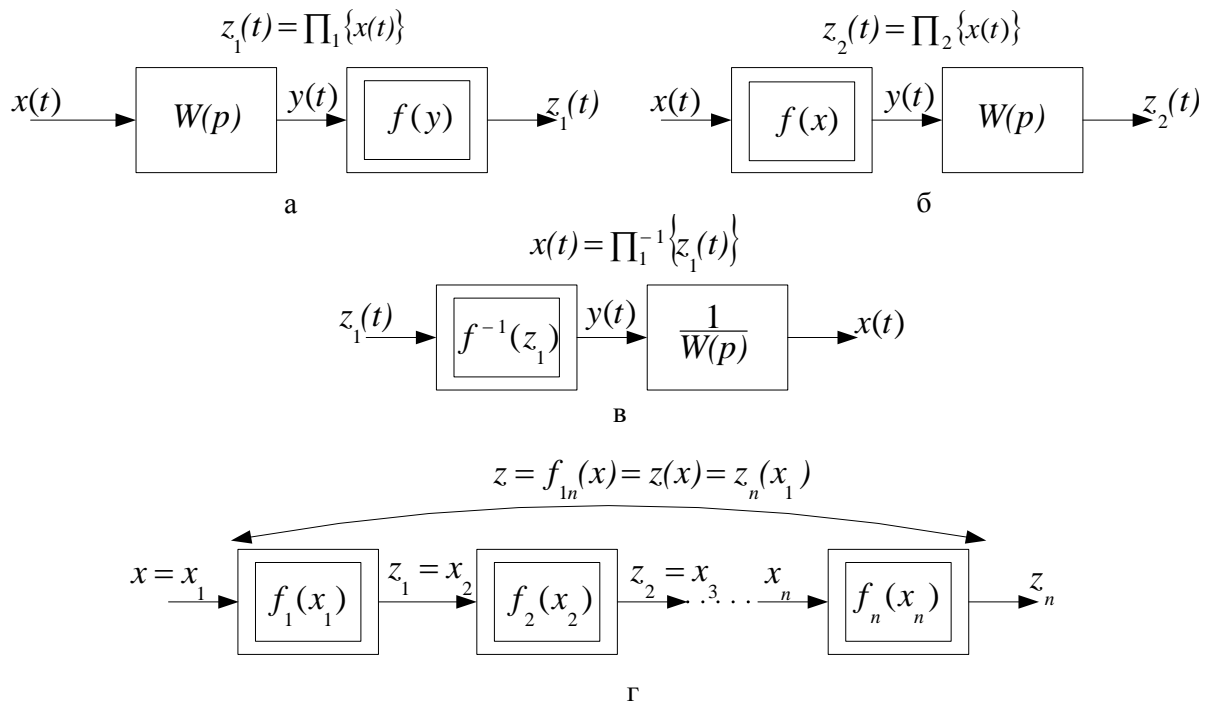


Рис. 1-37. Еквівалентні схеми прямих операторів Π_1 (а), Π_2 (б),

зворотного оператора Π_1^{-1} (в), які представлені послідовним

з'єднанням лінійного динамічного оператора $W(p)$ і статичного нелінійного оператора f

або f^{-1} ; а також послідовного з'єднання n нелінійних ланок (г)

Розглянемо різні з'єднання нелінійних статичних ланок: послідовне, однонаправлене паралельне і зустрічно паралельне. Будемо вважати що ланки спрямовані.

Послідовне з'єднання нелінійних ланок, коли вихідна величина попередньої ланки є входною величиною наступної. При послідовному з'єднанні n ланок (рис. 1-37, г) для кожного з'єднання $x_{i+1} = z_i$, де $z_i = f(x_i)$, тому

$$x_{i+1} = f(x_i). \quad (1-10)$$

Розв'язуючи спільно n нелінійних рівнянь типу (1-10), знайдемо для **послідовного з'єднання n ланок** нелінійну функцію, що виражає характеристику $z(x) = z_n(x_1)$:

$$z(x) = f_{ln}(x) = f_n \{f_{n-1} \dots [f_1(x)]\}. \quad (1-11)$$

Знаходження загальної характеристики $z(x)$ можна звести до $(n-1)$ -кратного обчислення еквівалентних характеристик двох послідовно ввімкнених нелінійних ланок і визначенню $z_2(x_1)$, $z_3(x_1)$ і т.д. аж до $z_n(x_1)$.

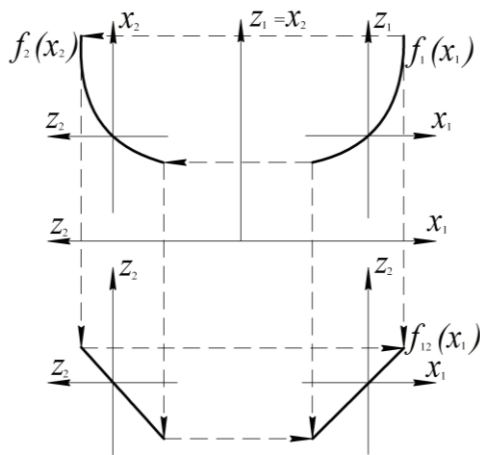


Рис. 1-38. Графічна побудова характеристики $f_{12}(x_1)$ для заданих характеристик $f_1(x_1)$ і $f_2(x_2)$

Графічна побудова характеристики $f_{12}(x_1)$ для заданих аналітично або експериментально знайдених характеристик $f_1(x_1)$ і $f_2(x_2)$ проілюстроване на рис. 1-38. Побудова виконується в чотирьох квадрантах, третій квадрант використовується як допоміжний з прямою $z_2(z_2)$, що полегшує перехід від осі z_2 у характеристиці $z_2(x_2)$ до осі z_2 у характеристиці $z_2(x_1)$. Якщо таку побудову

зробити n разів, то можна знайти результуючу характеристику $z_n(x_1) = f_{1n}(x_1)$.

Важливою особливістю послідовного з'єднання нелінійних ланок є те, що при змінюванні послідовності їхнього з'єднання в більшості випадків результуюча характеристика змінюється. При послідовному з'єднанні двох нелінійних ланок з характеристиками f і f^{-1} наскрізна характеристика може виявитися лінійною, а коефіцієнт підсилення системи дорівнює одиниці. Дві, ввімкнені послідовно нелінійні ланки, які утворюють ланку з лінійною наскрізною характеристикою (пропорційна ланка з одиничним коефіцієнтом підсилення), називають **взаємно зворотними**.

Для двох взаємно зворотних нелінійних ланок з характеристиками $z_1 = f(x_1)$ й $z_2 = f^{-1}(x_2)$ справедлива рівність:

$$f^{-1}[f(x_1)] = x_1. \quad (1-12)$$

Змінювання місцями таких ланок не змінює загальної характеристики ЕС, тобто справедливий **принцип комутативності**:

$$f[f^{-1}(x_2)] = x_2. \quad (1-13)$$

Якщо виконується умова (1-12), то $f\{f^{-1}[f(x_1)]\} = f(x_1)$. Оскільки $f(x_1) = x_2$, то цей вираз співпадає з (1-13). Ця властивість справедлива тільки для монотонних характеристик, що не мають горизонтальних і вертикальних ділянок. Можна показати, що при наявності зони, у якій $\frac{dz_1}{dx_1} = 0$ й $\frac{dz_2}{dx_2} = \infty$,

змінювання порядку ввімкнення нелінійностей $f(x_1)$ і $f^{-1}(x_2)$ змінює загальну характеристику з'єднання.

Паралельне однонаправлене з'єднання n ланок, коли на їхні об'єднані входи подається одна величина

$$x = x_1 = x_2 = \dots = x_n, \quad (1-14)$$

а вихідна величина

$$z = f(x) = \sum_{i=1}^n f_i(x) \quad (1-15)$$

звідки видно, що характеристика **паралельного однонаправленого з'єднання** ряду нелінійних ланок може бути отримана підсумовуванням відповідних ординат складових характеристик.

Схема паралельного однонаправленого з'єднання n нелінійних ланок представлена на рис. 1-39.

Знайдемо характеристику паралельного однонаправленого з'єднання двох нелінійних ланок z_1 і z_2 типу зона нечутливості, що мають місце в системах авто-регулювання, із зонами нечутливості x_{a_1} й x_{a_2} і крутістю k_1 й k_2 (рис. 1-40, а, б). Характеристика $z(x) = z_1 + z_2$ побудована на рис. 1-40, в для випадку, коли в підсумовуючому вузлі z_1 й z_2 складаються (рис. 1-40, г) з однаковими знаками; і відповідно на рис. 1-40, д для випадку, коли $z(x) = z_1 - z_2$ і у підсумовуючому вузлі z_1 й z_2 складаються з різними знаками (рис. 1-40, е).

Для випадку, коли $k_1 = k_2$ й рис. 1-40, д, е, характеристика має нульову крутість для $x > x_{a_2}$ (пунктирна лінія) і вона відповідає ланці типу зона нечутливості з обмеженням.

При паралельному однонаправленому з'єднанні двох нелінійних ланок і відповідному підборі їхніх характеристик можна одержати лінійну результуючу характеристику з одиничним коефіцієнтом підсилення системи. Такі дві

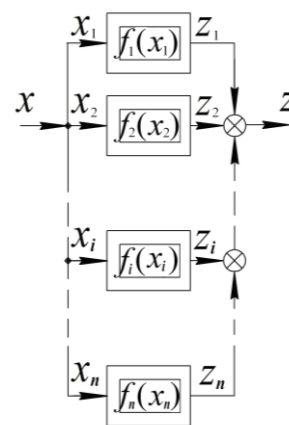


Рис. 1-39. Паралельне однонаправлене з'єднання n нелінійних ланок

нелінійних ланки, при паралельному однонаправленому з'єднанні яких утворюється пропорційна ланка, називають **взаємнодоповнювальними**. Обидві ланки при такому з'єднанні рівноцінні, й при змінюванні їх місцями, нічого не зміниться. Для двох взаємнодоповнювальних нелінійних ланок справедлива рівність:

$$f_1(x) + f_2(x) = x \quad (1-16)$$

або

$$f_1(x) - \frac{x}{2} = \frac{x}{2} - f_2(x).$$

Якщо задана нелінійна характеристика $f(x)$, то доповнювальну характеристику позначимо $\bar{f}(x)$. Тоді рівняння (1-16), що зв'язує дві взаємнодоповнювальні характеристики, має вигляд:

$$f(x) + \bar{f}(x) = x. \quad (1-17)$$

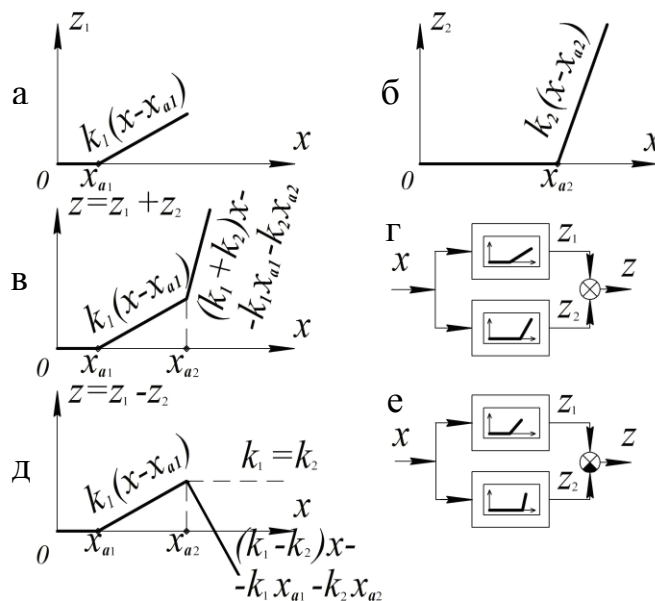


Рис. 1-40. Характеристики паралельного однонаправленого з'єднання нелінійних ланок типу зона нечутливості

Паралельне зустрічне з'єднання ланок

(рис. 1-41). Вихідний сигнал z_1 першої ланки – прямого зв'язку з функцією $f_1(x_1)$ подається на вхід другої ланки – зворотного зв'язку з функцією $f_2(x_2)$, а вихідний сигнал другої

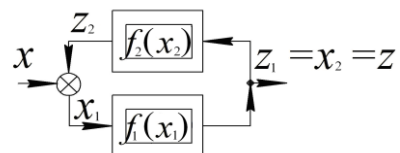


Рис. 1-41. Паралельне зустрічне з'єднання двох нелінійних ланок

ланки з відповідним знаком додається із загальним вхідним сигналом x і подається на вхід першої ланки x_1 . Загальним вихідним сигналом є вихід ланки прямого зв'язку з функцією $f_1(x_1)$. Зворотний зв'язок, залежно від знака сигналу, що подається на підсумовуючий вузол, може бути негативним або позитивним. **Рівняння замикання** має вигляд

$$x_1 = x \pm z_2, \quad (1-18)$$

де знак плюс відповідає позитивному зворотному зв'язку, а знак мінус – негативному. Урахуємо, що

$$z = z_1 = x_2. \quad (1-19)$$

Для побудови загальної характеристики паралельного зустрічного з'єднання $z(x)$ необхідно рівняння (1-18) і (1-19) розглядати разом з характеристиками нелінійних ланок $f_1(x_1)$ і $f_2(x_2)$. Перетворимо (1-18) з врахуванням (1-19) і одержимо:

$$x = f^{-1}(z) \pm f_2(z), \quad (1-20)$$

де знак мінус відповідає позитивному, а знак плюс – негативному зворотному зв'язку. Використовуючи це рівняння будемо загальну характеристику $z(x)$ або $x(z)$. У випадку, коли характеристики $f_1(x_1)$ і $f_2(x_2)$ мають вигляд графіків, зображених на рис. 1-42, а, б, для одержання $z(x)$ потрібно побудувати криві $f_1(x_1) = z(x_1)$, $f_2^{-1}(z_2) = z(z_2)$, після чого алгебраїчно скласти абсциси цих кривих за рівнянням (1-20). Для негативного зворотного зв'язку на рис. 1-42 побудова виконана підсумовуванням абсцис.

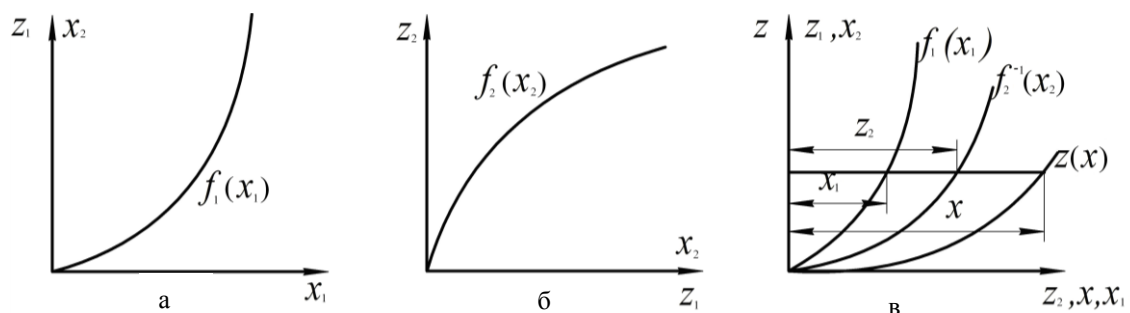


Рис. 1-42. Графічний розв'язок рівняння (1-20) для паралельного зустрічного з'єднання і від'ємного зворотного зв'язку нелінійних ланок з характеристичними $f_1(x_1)$ – рис. а і $f_2(x_2)$ – рис. б

Знайдемо нелінійність у ланцюзі зворотного зв'язку $z_2(x_2)$, при якій коефіцієнт передачі дорівнює одиниці або $z(x) = x$ для негативного

зворотного зв'язку. Рівняння (1-20) має вигляд: $x = z = f_1^{-1}(z) + f_2(z)$ або згідно (1-17):

$$f_2(z) = z - f_1^{-1}(z) = \bar{f}_1^{-1}(z). \quad (1-21)$$

При аналізі нелінійних структурних схем можна користуватися наступними правилами перетворення (аналогічним правилам розглянутим вище для перетворення лінійних схем) [21]:

1. При переміщенні ланки через вузол розгалуження по напрямку передавання сигналу (напрямку розгалуження) необхідно в гілках, що відходять від вузла, додати ланки з оператором переміщуваної ланки.

2. При переміщенні ланки через вузол розгалуження проти напрямку розгалуження – проти напрямку передавання сигналу – необхідно в гілках, що відходять від вузла, додати ланки зі зворотними операторами переміщуваної ланки.

3. У системі з негативним зворотним зв'язком можна змінювати місцями ланки, ввімкнені в ланцюзі прямого й зворотного зв'язку із заміною операторів ланок на зворотні.

Застосування цих правил важливо, якщо потрібно перейти від структурних схем, які не можна реалізувати або важко реалізувати, до схем, що реалізуються.

14. Принцип **розгортання** [52, 69], який полягає в порівнянні, врівноважуванні, компенсації, вимірювальної або перетворювальної величини з розгортувальною величиною. Найбільш широке застосування одержало розгортувальне перетворення компенсаційного типу, коли вимірювана величина врівноважується допоміжною величиною $s(t)$, що наростає за лінійним, східчастим або пилкоподібним законом (метод динамічної компенсації або часо-імпульсного перетворення).

Пряме розгортувальне перетворення здійснюється за наступною операційною схемою:

$$\begin{array}{c} s(t) = f(t) \\ \downarrow \\ x(t) \rightarrow H \rightarrow i(t), \end{array} \quad (1-22)$$

де $f(t)$ – довільна функція часу, що використовується для розгортання значень параметра x . При розгортанні за лінійним законом (рис. 1-43) $s=ct$ і відрізки часу $t(x)$ прямо пропорційні значенням величини x : $t(x)=\frac{x}{c}$, при $s(t)=x$. Величина $s(t)$ незалежно змінюється в межах всіх можливих значень $x(t)$, а в моменти миттєвої рівності видаються імпульси – відмітки $i(t)$. Функція $x(t)$ представляється послідовністю дискретних у часі відліків у формі імпульсних сигналів.

Розгортувальне перетворення має властивість оборотності, що полягає в тому, що кожному прямому перетворенню $x(t) \rightarrow i(t)$ можна поставити у відповідність зворотне перетворення $i(t) \rightarrow x^*(t)$. Зворотна розгортувальна система $(PC)^*$ переводить значення параметра, перетворене прямою PC в імпульсну відмітку $i(t)$, зворотно у параметричну форму, причому обов'язково зберігається відповідність між вихідною й реалізованою функціями. **Пряма й зворотна PC** у сукупності утворюють **спряжену PC** , що описується операційною схемою

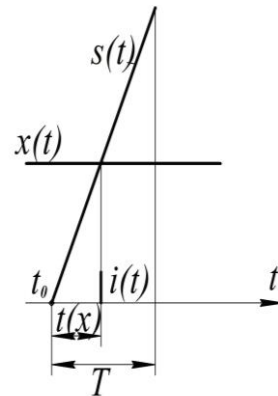


Рис. 1-43. Компенсаційне визначення величини x розгортанням її допоміжною лінійною функцією $s(t)$

$$\begin{array}{ccc}
 s(t) = ct & \text{-----} & s^*(t) = c^*t \\
 \downarrow & & \downarrow \\
 x(t) \rightarrow H \rightarrow i(t) \rightarrow i^*(t) \rightarrow H^* \rightarrow x^*(t), & & (1-23)
 \end{array}$$

де $s^*(t)$ – лінійна зворотна розгортувальна функція, $H^*(t)$ – релейний орган вибіркової взаємодії імпульсів $i^*(t)$ на виконавчий пристрій, $x^*(t)$ – відтворена функція. Переривчастою лінією показаний синхронізуючий зв'язок між $s(t)$ і $s^*(t)$.

Елементарна спряжена PC показана на рис. 1-44, де прийняті наступні позначення: D_x – датчик вимірювання, Π_x – виконавчий орган вимірювання, $x(t)$ – функція вимірювання, $x^*(t)$ – функція відтворення, $s(t)$ –

розгортувальна функція прямого перетворення, $s^*(t)$ – розгортувальна функція зворотного перетворення, $i(t)$ – імпульс, що переносить значення вимірюваної величини, PC – пряма розгортувальна система, PC^* – зворотна розгортувальна система, C – синхронізуючий ланцюг. Тут розглянуте перетворення й відтворення контрольованого параметра $x(t)$ за допомогою пилкоподібних розгортувальних функцій, $s(t)$ і $s^*(t)$. Початкова функція $x(t)$, що надходить із датчика D_x у результаті розгортання перетворюється в імпульсну відмітку $i(t)$, яка шляхом зворотного перетворення керує спрацьовуванням виконавчого органа Π_x у відповідності із значенням початкової функції $x(t)$. Як видно, прямі PC здійснюють компенсаційне часо-імпульсне перетворення і є генератором імпульсних сигналів i . Зворотні PC приймають сигнали i^* , розподіляючи їх відносно шкали x^* , тим самим відновлюють первісні відліки.

Принцип розгортання успішно застосовується у вимірювальних, особливо – у телевізійних вимірювальних системах, телебаченні, медичній електроніці й т.д.

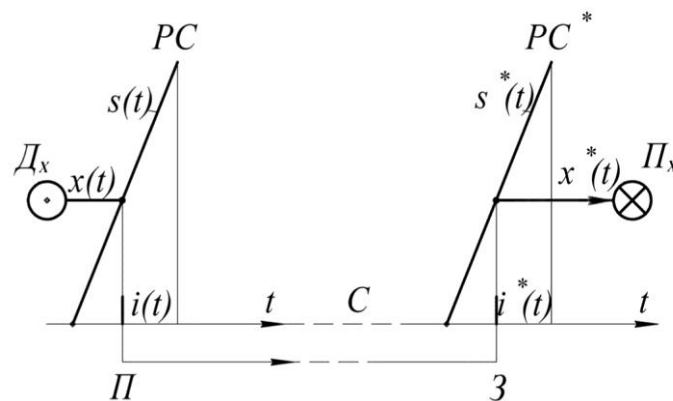


Рис. 1-44. Спряжені розгортувальні системи: Π – пряме, $З$ – зворотне пилкоподібне розгортання, C – синхронізація; D_x – датчик сигналу; Π_x – виконавчий перетворювач вимірювального сигналу

15. Принцип **запам'ятовування** [44]. Визначення того, чи має ЕС пам'ять або не має, полягає в тому, що в системі без пам'яті її вихід для кожного значення незалежної змінної залежить тільки від значення вхідної змінної в той же момент часу. Прикладом ЕС без пам'яті є ідентична ЕС, де вихідний сигнал ідентичний вхідному.

В ЕС з **пам'яттю** значення вихідної величини залежить не тільки від

значення вхідної величини в цей момент часу, але й від її значень у попередні моменти часу. Прикладом є ЕС з накопиченням сигналу в пам'яті в дискретні моменти часу, для яких співвідношення вихідного сигналу $y[n]$ і вхідного $x[k]$ задаються формулою:

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^n x[k]. \quad (1-24)$$

Прикладом ЕС з пам'яттю є також ємність, тому що якщо вхідним сигналом є струм, а вихідним – напруга, то вони зв'язані між собою інтегруванням:

$$y(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t x(t) dt, \quad (1-25)$$

де C – ємність.

16. Принцип **інвертування** (зворотності). Інверсною до початкової ЕС називають таку ЕС, в якій відбувається таке зворотне перетворення сигналів, коли сигнали на виході послідовно з'єднаних початкової та інверсної систем співпадають із сигналами на вході початкової системи.

Це визначення ілюструється рис. 1-45 для випадку дискретного часу. Можна створити інверсну ЕС,

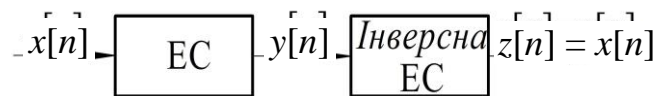


Рис. 1-45. Концепція інверсної системи

що може бути з'єднана послідовно з виходом початкової ЕС й у результаті вихід $z[n]$ еквівалентний входу $x[n]$ початкової ЕС. Таким чином, послідовне з'єднання прямої й інверсної ЕС має результуюче співвідношення вхід-вихід таке ж, як в ідентичної, тотожної ЕС [43, 44].

17. Принцип **каузативності** (обумовленості) встановлює причинно-наслідковий зв'язок, який для ЕС описує виникнення вихідного сигналу, як наслідку дії вхідного сигналу (причини). ЕС є каузативною, якщо сигнал на її виході в довільний момент часу залежить тільки від вхідного сигналу в цей же момент часу і попередніх (за часом) значень вхідного сигналу. В такій системі сигнал на виході не може опереджати за часом вхідний сигнал. Якщо на два входи каузативної системи подати в один і той же момент часу ідентичні сигнали, тоді на відповідних двох виходах ЕС будуть ідентичні

вихідні сигнали в однакові моменти часу [42, 44].

Відзначимо, що всі ЕС без пам'яті є каузативними. В ЕС з пам'яттю вихідний сигнал в заданий момент часу визначається не тільки вхідним сигналом, що поступає на вхід ЕС в заданий момент часу, а також значеннями сигналу в інші моменти часу.

18. Принцип **стійкості** [11, 44] полягає в тому, що в стійкій ЕС вхідний сигнал викликає відгук, не виводячи її з рівноваги. Стійкість є важливою

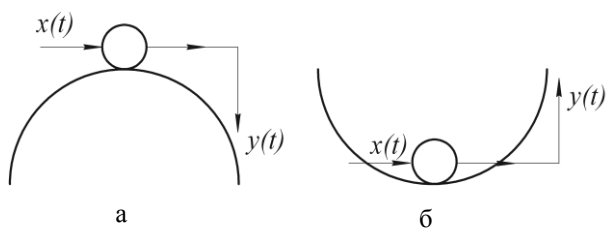


Рис. 1-46. Пояснення принципу стійкості

властивістю ЕС. Будемо вважати, що ситуація відповідає рис. 1-46. Тут ми бачимо кулю, що знаходиться на поверхні в спокою. На рис. 1-46, а поверхня є опуклою, тобто маємо випадок пагорба з кулею на вершині, а на рис. 1-46, б – маємо випадок западини з кулею в нижній точці основи. Якщо уявити собі ЕС у вигляді кулі з вертикальною віссю, до якої прикладене горизонтальне прискорення у вигляді вхідного впливу, а вихід описується вертикальним положенням кулі, то ЕС, представлена на рис. 1-46, а, є нестійкою, тому що як завгодно мале збудження горизонтального положення кулі призведе до її скочування з вершини до основи. З іншого боку, ЕС, стан якої представлено на рис. 1-46, б, – стійка, тому що малі горизонтальні прискорення призводять до малих змін вертикального положення кулі. Аналогічно, будь-які явища в ЕС, які можна представити у вигляді експоненціального наростання, є прикладом відгуку нестійкою ЕС, а явища, такі, як відгук пасивного RC-ланцюга, що зводиться до експоненціального затухання, є прикладом реакції стійкої ЕС.

Проведений розгляд призводить до інтуїтивного розуміння концепції стійкості. Якщо вхідний сигнал стійкої ЕС обмежений, (тобто амплітуда не зростає необмежено), то її вихідний сигнал не повинен нескінченно зростати й, отже, не може необмежено відхилятися від норми. Це дає **визначення стійкості**, що важливо при розгляді ЕС.

19. Принцип **кодування** полягає в перетворенні аналогового

повідомлення в код, що складається з комбінацій дискретних сигналів [24 – 28, 51]. **Цифрове подання** інформації має ряд **переваг** у порівнянні з аналоговим. Насамперед, це простота відновлення форми цифрових сигналів, спотворених під час проходження через канал зв'язку, у порівнянні з аналоговими. Форма сигналу спотворюється під впливом ряду факторів. Перший – всі канали мають **неідеальну частотну характеристику**, у результаті чого фронти його затягуються, а вершина сколюється. Другий – паразитні шуми й інші впливи, що спотворюють, додатково погіршуючи форму імпульсу. Чим більша довжина каналу, тим більше спотворення форми імпульсу. У цифровій ЕС після проходження частини каналу зв'язку можна ефективніше **відновити** спотворену форму імпульсу, порівняно з відновленням аналогових сигналів. Для цього, перш ніж спотворення прийме незворотний характер, спотворений кодовий імпульс підсилюється імпульсним підсилювачем, що наближає його форму до первісного. Підсилювачі в каналі зв'язку розташовані на відстані, при якій можливе відновлення форми сигналу.

Окрім цього, у цифрових каналах краще, ніж в аналогових, здійснюється **захист від нелінійних спотворень й інтерференції**. Причина в тім, що в цифрових ЕС є лише два стійких стани (1,0), що полегшує відновлення сигналу й запобігає накопиченню шумів й інших збурювальних впливів у процесі передавання. В аналогових ЕС кількість стійких станів обмежується динамічним діапазоном і відношенням сигналу до шуму, тобто досить велике. В аналоговій ЕС мале збурення може невпізнанно спотворити сигнал, і виправити таке спотворення за допомогою підсилювача неможливо. Накопичення шуму пов'язане з аналоговим сигналом, тому він не може відтворюватися ідеально. Використання цифрових технологій передавання й обробки дозволяє знизити частоту появи помилок у коді. Застосування методів виявлення й корекції помилок за допомогою **завадостійких кодів** істотно підвищує надійність передавання сигналу. Вони знайшли широке застосування в електронній техніці, зокрема, у медичній електроніці, стаціонарному, мобільному й космічному зв'язку, банках і т.д. В аналоговій технології ці методи підвищення точності непридатні. При обробці

цифрового сигналу є велика можливість використання цифрової елементної бази. За рахунок усунення надмірності вхідної інформації, наприклад, телевізійної, з'являється можливість **ущільнення частотного спектра сигналу**, у результаті цього смуга частот тракту, необхідна для передавання, звужується. Кодування поліпшує якісні характеристики зображення, зокрема, у відеозаписі.

Недоліки цифрових ЕС у порівнянні з аналоговими: – розширення смуги частот відеотракту. Крім того, цифрові системи вимагають більш інтенсивної обробки, ніж аналогові. Для цифрових систем необхідне виділення значних ресурсів для синхронізації на різних рівнях. Аналогові системи простіше синхронізуються, ніж цифрові. Ще одним недоліком цифрових ЕС є те, що в них погіршення якості носить граничний характер. Якщо відношення сигналу до шуму падає нижче деякого порога, якість обслуговування може раптово різко змінитися від дуже гарного до дуже поганого. В аналогових ЕС погіршення якості відбувається більш плавно.

Перехід до цифрової форми сигналів є одним із найперспективніших напрямків розвитку електронної, оптичної, лазерної й іншої обробки, передавання та приймання інформації.

20. Принцип **розширення смуги частот** полягає у переході на більш високочастотні сигнали, які займають значно ширші частотні діапазони, що дозволяє в ЕС підвищити швидкість обробки та передавання сигналів, збільшити кількість частотно розділених каналів зв'язку, застосовувати кодові методи розділення сигналів, підвищити роздільну здатність (див. нижче). Суттєве поліпшення характеристик та параметрів ЕС досягнуто в оптичному діапазоні сигналів, для якого тільки одне із вікон прозорості оптичного волокна (довжина хвиль від 1528 нм до 1620 нм або відповідно частоти від 196 ТГц до 185 ТГц) займає смугу 11 ТГц, що в 36 разів перевищує смугу мікрохвильового та міліметрового радіо-діапазонів (від 300 МГц до 300 ГГц [13]. Функціональні вузли у сучасних волоконно-оптичних систем зв'язку оптичні [36, 37].

21. Принцип **підвищення чутливості** S , тобто відношення змінювання $\Delta U_{\text{вих}}$ вихідного сигналу ЕС до відповідного змінювання вхідного сигналу $\Delta U_{\text{вх}}$:

$S = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$. Гранична чутливість обмежується шумами вхідного пристрою ЕС. Принцип підвищення чутливості дозволяє зменшити вхідний сигнал, який забезпечує одержання необхідного вихідного сигналу [30, 31, 32].

22. Принцип **накопичення** [30, 31, 32, 34] використовується для підвищення амплітуди вихідного корисного сигналу і полягає в створенні потенціального рельєфу на спеціальному, чутливому до опромінення носії протягом тривалого часу, наприклад, часу передачі цілого кадру або декількох телевізійних кадрів малим струмом, і в знятті накопиченого рельєфу більшим струмом за дуже малий час, який дорівнює часу передачі одного елемента розкладання растра. Принцип накопичення широко застосовується в діагностичних і дефектоскопічних телевізійних та інших скануючих електронних системах.

23. Принцип **фільтрації** [25, 27, 28] застосовується для поліпшення відношення сигналу до перешкоди в ЕС, і полягає в: – **частотній фільтрації**, заснованій на розходженні спектрів корисного сигналу й перешкоди; – **накопиченні**, заснованому на багаторазовому повторенні корисного сигналу й підсумовуванні його корисних складових у приймачі; – **кореляційному методі**, що полягає у використанні розходження між кореляційними функціями сигналу й перешкоди, – **узгодженій фільтрації**, заснованої на побудові оптимального фільтра, який в певний момент часу забезпечує максимальне збільшення корисного сигналу й зменшення шумів і значить забезпечує найбільше відношення сигналу до шуму в ЕС. Фільтрація використовується в локації, електронній й ультразвуковій мікроскопії, дефектоскопії й т.д.

24. Принцип **паралельного передавання інформації** [58, 81], **паралельної обробки (паралельного виконання обчислювальних операцій у сучасних ЕС)** з метою **підвищення їхньої швидкодії й пропускну здатності**. Так, швидкодія сучасних паралельних обчислювальних ЕС досягає 10^{12} операцій/с і більше.

Паралельною називається така обробка інформації в ЕС, що передбачає

одночасне виконання програм або їхніх окремих частин на незалежних пристроях. Відомі наступні базові способи введення паралелізму в архітектуру ЕС:

– **конвеєрна обробка** – для підвищення продуктивності арифметико-логічного й керуючого пристрою, коли результати обробки передаються від одного процесора до іншого по ланцюгу й реалізована схема співпадання операцій, коли паралельно працюють різні функціональні блоки й кожний з них робить свою частину в загальному циклі обробки команди. Обчислювальна система конвеєрного типу утворена групою процесорів. Довжина конвеєра невелика. Застосовується в спеціальних скалярних процесорах супер-ЕС для підтримки векторної обробки;

– **функціональна обробка** – надання декільком незалежним пристроям можливості паралельного виконання різних функцій, таких, як логічні операції, операції додавання, множення, приросту й ін. і забезпечення взаємодії з різними даними;

– **матрична обробка** здійснюється великою кількістю ідентичних процесорних елементів (ПЕ) із загальною системою керування, але організованих у вигляді матриць. Причому всі ПЕ виконують одну і ту ж покрокову операцію, але з різними даними, що зберігаються в локальній пам'яті кожного процесора;

– **векторна обробка**, коли всі процесори одночасно виконують одну команду над різними даними. Розрізняють обробку з однократним та багатократним потоком команд.

– **мультипроцесорна обробка** – здійснюється декількома процесорами, кожний з яких має свої команди, а взаємодія процесорів здійснюється через загальне поле пам'яті.

Сформульовано критерії оцінки продуктивності ЕС: закон Гроша й гіпотеза Мінського. Відповідно до **закону Гроша** продуктивність одного процесора збільшується пропорційно квадрату його вартості до граничного значення, вище якого продуктивність обмежена. Відповідно до **гіпотези**

Мінського в паралельній системі з n процесорами, продуктивність кожного з яких дорівнює одиниці, загальна продуктивність збільшується як $\log_2 n$ через необхідність обміну даними. У багатопроцесорних системах за рахунок введення відповідних механізмів керування (мультипрограмування) коефіцієнт використання процесорів можна істотно підвищити. При збільшенні кількості процесорів в n разів продуктивність збільшується також в n разів тільки в істинно паралельній системі при повному завантаженні процесорів.

Ефективність використання різних способів організації обчислювальної системи залежить від структур закладених у неї алгоритмів. Алгоритмічні структури розрізняються між собою змістом обчислювальних процедур й їхньою послідовністю при виконанні програм. Обчислювальну процедуру можна також розбити на декілька більш дрібних обчислювальних процедур. У паралельній структурі це призводить до деталізації паралелізму. Якщо обчислювальні процедури – примітивні, реалізуються однією командою, то деталізацію називають **дрібною, дрібнозернистою**, якщо обчислювальні процедури є складними, складаються з інших процедур, то деталізацію називають **крупною, крупнозернистою**.

25. Принцип **множинного доступу**, багатостанційного доступу, або **ущільнення сигналів** [27, 36, 39] полягає в організації спільного використання часу і смуги частот ΔF (ресурсу зв'язку) які доступні в заданій системі для передавання сигналів. Кожному сигналу виділяється свій час, частота, код, або простір. Тому розрізняють: – **множинний доступ із частотним** розділенням сигналів, – з **часовим** розділенням, – з **кодовим** розділенням, – із **просторовим** розділенням, – з **поляризаційним** розділенням. Найбільше розповсюдження знайшли перших три методи.

При множинному доступі із **частотним** розділенням (англійською **FDMA** – Frequency Divition Multiple Access) – кожному сигналу на час сеансу відведена власна смуга частот Δf_c (рис. 1-47, а). Для того щоб смуги частот одного сигналу не перекривалися зі смугами іншого, а також для запобігання

перешкод від сусідніх сигналів, використовуються захисні інтервали Δf_z (рис. 1-47, а). **Недолік** – неефективне використання загальної смуги частот ΔF . Перевага – простота устаткування. Не потрібна синхронізація між сигналами, тому що кожен сигнал незалежний від інших. Частотне розподілення використовується в аналогових системах, наприклад, стільникового зв'язку 1-го покоління.

При множинному доступі з **часовим** розділенням (англійською **TDMA** – Time Division Multiple Access) канал зі смугою частот ΔF послідовно, протягом часу Δt_{c_j} , по черзі, передається різним сигналам (рис. 1-47, б). Перекривання двох систем за часом називається перешкодами спільного каналу. Виключити їх можливо при синхронізації різних передавачів. Практична реалізація методу TDMA вимагає перетворення сигналів, які передаються, в цифрову форму, а іноді – характерного стиску інформації в часі. Метод TDMA забезпечує використання всіх потенціальних можливостей по ефективності використання смуги частот. Додаткові можливості відкриваються при використанні ієрархічних структур адаптивного розділення сигналів. **Перевагами** системи з TDMA, є можливість виділення більшого часу передавачам з перевантаженням і меншого часу менш завантаженим передавачам.

В ЕС використовується також множинний доступ з частотним і часовим розділенням сигналів, коли кожному сигналу виділяється смуга частот Δf_{c_i} на деякий час Δt_{c_j} , тому якщо $1 \leq i \leq m$, $1 \leq j \leq m$, тоді кількість сигналів в смузі частот ΔF на протязі інтервалу часу T збільшується до величини m^2 . Захисні інтервали встановлюються за частотою і за часом.

Принцип ущільнення сигналів за часовим, частотним і частотно-часовим розділенням часто використовується при формуванні самих сигналів. Наприклад, сигнали різних скануючи (розгортувальних) ЕС окрім інформаційних сигналів містять сигнали синхронізації, які розміщені в

певних часових інтервалах. В телевізійному сигналі, наприклад, сигнали звуку і зображення розділені за частотним методом.

Один із **кодових** методів ущільнення сигналів об'єднує частотне і часове розділення сигналів: кожному сигналу виділяються в певній послідовності частотні смуги і часові інтервали, встановлюються захисні інтервали за частотою і часом. На рис. 1-47, в для чотирьох сигналів показаний один із можливих варіантів кодового методу ущільнення сигналів (англійською CDMA – Code Division Multiple Access) із стрибкоподібним перестроюванням частоти (FH – Frequency Hopping), тобто **FH-CDMA** множинний доступ. У кожному з часових інтервалів частотні діапазони перерозподілені за сигналами. В інтервалі Δt_1 , наприклад, перший сигнал (C_1) використовує смугу Δf_1 , другий сигнал – смугу Δf_3 , третій сигнал – смугу Δf_2 , і четвертий сигнал – смугу Δf_4 . Протягом інтервалу Δt_2 перший сигнал використовує смугу Δf_3 , другий сигнал – смугу Δf_2 , третій сигнал – смугу Δf_4 , четвертий сигнал – смугу Δf_1 і т.д. Таким чином протягом часу T для кожного із сигналів виділяється весь частотний діапазон ΔF , причому сигнали перерозподілені за смугами частот в кожному з інтервалів часу.

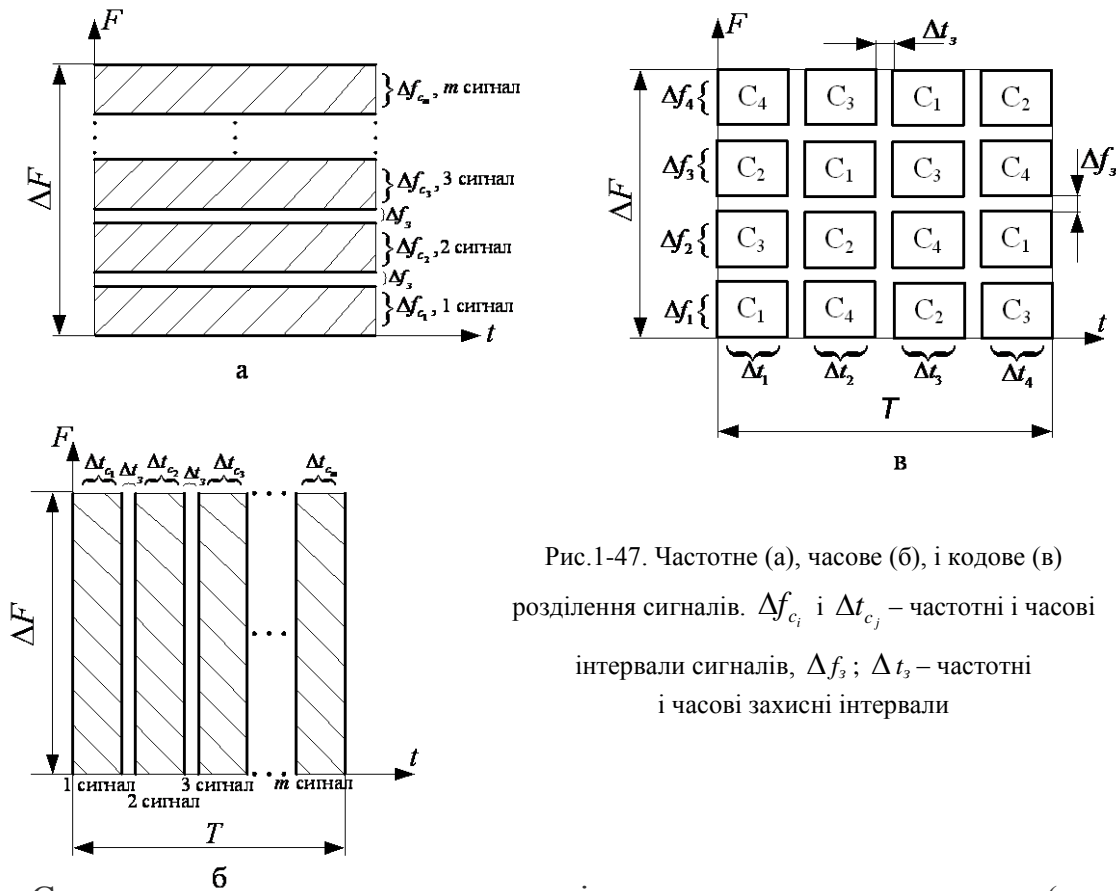


Рис.1-47. Частотне (а), часове (б), і кодове (в) розділення сигналів. Δf_{c_i} і Δt_{c_j} – частотні і часові інтервали сигналів, Δf_3 ; Δt_3 – частотні і часові захисні інтервали

Спектр сигналу кожного з сигналів при цьому розширюється (методом стрибкоподібного перестроювання частоти) і кожному сигналу присвоюється псевдошумовий код, який вказує послідовність перестроювання частоти. Псевдошумові коди для різних сигналів ортогональні між собою, тому на кожному з часових інтервалів кожна із смуг частот виділяється різним сигналам. Передавач і приймач синхронізуються не по сигналах (як для часового ущільнення сигналів), а по групах сигналів.

Додатковими перевагами кодового розділення сигналів порівняно із частотними є конфіденційність передавання сигналів (псевдошумові коди відомі тільки певній групі користувачів) і більша стійкість до частотно-селективних перешкод та завмирань сигналу, оскільки сигнали використовують смуги з можливими перешкодами короткочасно.

Кодове ущільнення сигналів реалізується також при прямому розширенні спектра (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum), тобто реалізується **DS-CDMA** множинний доступ. В цьому випадку інформаційне повідомлення

модулює імпульси псевдовипадкової послідовності (ПВП), яка складається з елементів (чипів) тривалістю T_e , що в багато разів (в N разів) менша тривалості інформаційного біта або символу T . Тривалість посилки, що передається $T = T_e N$, $N \gg 1$, і величина N характеризує ступінь розширення смуги частот у порівнянні зі смугою частот первинних повідомлень і називається коефіцієнтом розширення спектра. Модуляція ПВП первинними повідомленнями реалізується простим перемноженням і вихідний сигнал утворює псевдовипадковий код.

Кожному сигналу присвоюється індивідуальний псевдовипадковий код і для забезпечення подальшого розділення сигналів кореляційним методом формуються ортогональні коди. При такому множинному доступі кожному сигналу в будь-який момент часу відводиться вся смуга частот ΔF .

Переваги CDMA у порівнянні з FDMA й TDMA: висока завадостійкість до зосереджених й широкосмужних перешкод (у тому числі навмисних), можливість ефективної роботи в умовах багатопроменевого розповсюдження, великий вибір доступних методів криптозахисту, висока точність вимірювання частотно-часових параметрів, електромагнітна сумісність із системами радіозв'язку й радіомовлення. Крім того, переваги, безпосередньо пов'язані з аспектами множинного доступу: велика абонентська ємність, простота реалізації режиму естафетної передачі [88].

Просторове розподілення застосовується в системах з багатопроменевими антенами, в яких сигнали, що випромінюються, розділяються і направляються в різні сторони, що дозволяє багаторазово використовувати один і той же діапазон частот. Таке розділення сигналів називають множинним доступом з **багатопроменевим багаторазовим використанням частоти**.

Для **поляризаційного** розподілення сигналів використовується ортогональна поляризація випромінюваного сигналу в одному і тому ж частотному діапазоні.

Розглянуті вище часовий, частотний, частотно-часовий і кодовий методи розділення сигналів називають скалярними методами, а просторовий і поляризаційний – векторними. Якщо сигнали є сигналами зв'язку між різними користувачами (абонентами), тоді ущільнення сигналів розглядають як ущільнення каналів зв'язку або багатоканальний зв'язок у смузі частот ΔF .

26. Принцип **перенесення спектра частот** використовується для частотного та частотно-часового розділення сигналів, розширення спектрів сигналів з метою підвищення завадостійкості та пропускну здатності каналів зв'язку, розміщення спектрів сигналів в необхідному частотному діапазоні радіоканалів і волоконно-оптичних ліній зв'язку, утворення значно меншої проміжної частоти, на якій відбувається обробка сигналів, апаратної реалізації селективних фільтрів з постійною смугою частот і середньою частотою, яка замінюється (перестроюється) в широкому діапазоні частот і т.д. В контрольно-вимірювальних приладах завдяки перенесенню спектра частот суттєво розширюється їх частотний діапазон, створені панорамні прилади, в яких різні частотні характеристики сигналів, схем та електронних компонент оперативно (в більшості випадків у реальному масштабі часу) відображаються і вимірюються на індикаторних пристроях [77, 83, 84, 99].

Перенесення частотного діапазону сигналів відбувається внаслідок операції **перемноження** в змішувачі вхідного сигналу з гармонічним сигналом постійної амплітуди і частоти, що генерується генератором (гетеродином). В змішувачі відбувається нелінійне перетворення вхідного сигналу і **гетеродинне перенесення спектра частот**. Наприклад, для гармонічного сигналу $U(t) = A \cos \omega t$ і сигналу гетеродина $U_{\Gamma}(t) = A_{\Gamma} \cos \omega_{\Gamma} t$ вихідний сигнал змішувача пропорційний їх добутку, який після простого тригонометричного перетворення приймає вигляд:

$$U(t) U_{\Gamma}(t) = \frac{1}{2} A_{\Gamma} A \cos(\omega_{\Gamma} - \omega)t + \frac{1}{2} A_{\Gamma} A \cos(\omega_{\Gamma} + \omega)t, \quad (1-26)$$

тобто складається із двох гармонічних коливань однакової амплітуди, частоти яких зміщені на величину ω симетрично відносно частоти

гетеродина ω_H . Амплітуди цих коливань пропорційні вхідному сигналу A , оскільки амплітуда сигналу гетеродина A_H постійна.

На рис. 1-48, а показаний приклад вхідного сигналу із спектром в смузі частот від ω_1 до ω_2 , частоту гетеродина ω_H і спектр вихідного сигналу змішувача, який називається двосмуговим. Нижня бокова смуга (НБС) розміщена ліворуч ω_H і називається **інвертованою боковою смугою**, оскільки частотні складові цієї смуги розміщені в зворотному напрямку порівняно із спектром вхідного сигналу. Верхня бокова смуга (ВБС) розміщена праворуч ω_H і називається **прямою**. Обидві бокові смуги містять однакову інформацію про вхідний сигнал, тому для подальшого передавання сигналу і збільшення кількості частотно розділених сигналів використовують одну із бокових смуг, яку виділяють відповідним смуговим фільтром (характеристика фільтра для виділення НБС показана пунктиром на рис. 1-48, а).

Якщо гармонічний сигнал низької частоти ω переносять в діапазон високих частот для передавання його по радіоканалу, використовуючи першу складову сигналу, задану рівнянням (1-26), тоді змішувач на приймальній стороні дозволяє зворотним частотним перенесенням відтворити низьку частоту ω , якщо частота гетеродина приймача співпадає з частотою ω_H . Сигнал на виході змішувача приймача пропорційний добутку:

$$\begin{aligned} 1/2 U_H^*(t) A_H \cos(\omega_H - \omega)t &= 1/2 A_H^* A_H \cos \omega_H t \cos (\omega_H - \omega)t = \\ &= 1/2 A_H^* A_H \cos \omega t + 1/2 A_H^* A_H \cos (2\omega_H t - \omega), \end{aligned}$$

де A_H^* – амплітуда сигналу гетеродина приймача. Друга складова сигналу має частоту близьку до подвійної частоти гетеродина і відфільтровується низькочастотним фільтром. Зворотне перетворення НБС для спектра сигналу в діапазоні від ω_1 до ω_2 показане графічно на рис. 1-48,б. Спектр на виході змішувача приймача після фільтра низьких частот (ФНЧ) співпадає з початковим.

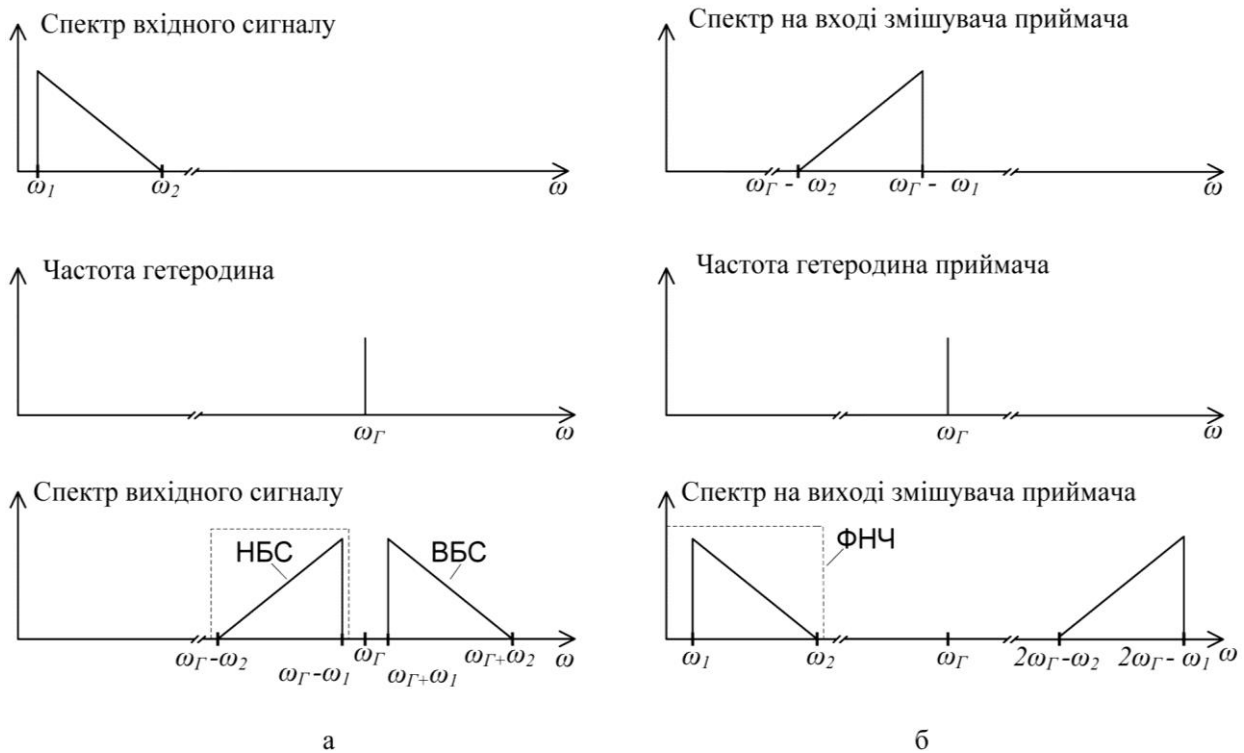


Рис. 1-48. Перенесення спектра частот в діапазон більш високих частот (а)
і зворотне відтворення спектра (б) в змішувачах

Змішувачі, як функціональні вузли, реалізуються в аналогових мікросхемах на помножувачах сигналів (амплітудних модуляторах), де один із сигналів підсилюється, а інший змінює (пропорційно) коефіцієнт підсилення мікросхеми; на послідовному з'єднанні двох транзисторів і вихідного навантаження, де на входи транзисторів подаються різні сигнали; на польових транзисторах із двома затворами, де вхідний сигнал і сигнал гетеродина подаються на різні затвори; а також на нелінійних електронних компонентах (наприклад, на діодах і транзисторах), якщо їх вхідними сигналами є сума сигналів, що перемножуються.

Залежність вихідного сигналу довільного нелінійного компонента від вхідного сигналу апроксимується в загальному вигляді поліномом:

$$U_{вих} = a_0 + a_1 U_{вх} + a_2 U_{вх}^2 + a_3 U_{вх}^3 + \dots, \quad (1-27)$$

де $a_0, a_1, a_2, a_3 \dots$ – константи апроксимації із відповідними розмірностями. Якщо $U_{вх}$ є сумою гармонічного сигналу з частотою ω і гармонічного сигналу гетеродина з частотою ω_Γ , тоді перша складова (1-27) є постійною складовою, в другу складову входять гармонічні сигнали з частотами ω і ω_Γ ,

в третю – квадратичну входять компоненти з необхідними частотами $\omega_{\Gamma}-\omega$ і $\omega_{\Gamma}+\omega$, а в усі наступні складові входять компоненти з кратними до ω_{Γ} частотами і частотами, зміщеними на величину ω і кратну ω відносно кратної частоти ω_{Γ} .

Найкращою з точки зору максимальної амплітуди перенесеного за спектром сигналу і мінімуму частотних складових на виході змішувача, які необхідно відфільтрувати, є квадратична характеристика нелінійного компонента:

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(t) &= a_2[U_{\Gamma}(t)+U(t)]^2 = a_2(A_{\Gamma}\cos \omega_{\Gamma}t + A\cos \omega t)^2 = a_2A_{\Gamma}^2\cos^2\omega_{\Gamma}t + \\ &+ 2a_2A_{\Gamma}A\cos \omega_{\Gamma}t \cos \omega t + a_2A^2\cos^2\omega t = 1/2a_2A_{\Gamma}^2(1+\cos 2\omega t) + \quad (1-28) \\ &+ \underline{a_2A_{\Gamma}A\cos (\omega_{\Gamma}-\omega)t} + a_2A_{\Gamma}A\cos (\omega_{\Gamma}+\omega)t + 1/2a_2A^2(1+\cos 2\omega t). \end{aligned}$$

Близькою до квадратичної є характеристика прямої гілки діодів, які використовуються, як змішувачі в НВЧ трактах для перенесення спектра сигналу в діапазон значно меншої проміжної частоти $\omega_{\Pi} = \omega_{\Gamma} - \omega$. Виділення складової проміжної частоти (підкреслена у формулі (1-28)) у вихідному сигналі відбувається за допомогою резонансного (смутового) фільтра із середньою частотою ω_{Π} .

Таку ж характеристику має вхідна характеристика біполярного транзистора, який виконує функцію не тільки змішувача, але й підсилювача проміжної частоти. Сумарний вхідний сигнал можна формувати окремо, або в самому транзисторі, якщо подати, наприклад, вхідний сигнал на базу, і сигнал гетеродина – в коло емітера, а в коло колектора ввімкнути резонансний контур проміжної частоти. В ряді випадків гетеродин і змішувач об'єднують в схемі на одному транзисторі.

Розглянуте вище перенесення спектра частот сигналу не змінює ширини і форми (інверсної і прямої) самого спектра і відбувається при одній частоті гетеродина. Метод прямого розширення спектра і кодове ущільнення сигналів DSSS методом змінює форму та ширину спектра сигналу і реалізується в змішувачі перемноженням інформаційного сигналу та імпульсів псевдовипадкової послідовності. Інформаційний цифровий сигнал розглядається як одиночний імпульс $U_C(t)$ тривалістю T із суцільним

спектром, спектральна щільність амплітуди якого визначається прямим перетворенням Фур'є: $\bar{S}_C(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_C(t) e^{-j\omega t} dt$, і спектральна щільність амплітуди сигналу ПВП $U_{ПВП}(t)$ визначається значно меншою тривалістю імпульсів T_e : $\bar{S}_{\tilde{A}\tilde{I}}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\tilde{A}\tilde{I}}(t) e^{-j\omega t} dt$. Якщо врахувати спектральну і часову характеристики δ -імпульса, тоді $\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [\int_{-\infty}^{\infty} e^{j(\omega-\Omega)t} d\omega] dt = 1$ і спектральна щільність амплітуди сигналу на виході дорівнює:

$$\begin{aligned} \bar{S}_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} &= \hat{a}_\zeta \int_{-\infty}^{\infty} U_C(t) U_{\tilde{A}\tilde{I}}(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{\hat{a}_\zeta}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} dt \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(\omega-\Omega)t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} U_C(t) U_{\tilde{A}\tilde{I}}(t) e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{\hat{a}_\zeta}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [\int_{-\infty}^{\infty} U_C(t) e^{-j\omega t} dt \int_{-\infty}^{\infty} U_{\tilde{A}\tilde{I}}(t) e^{-j(\Omega-\omega)t} dt] d\omega = \frac{\hat{a}_\zeta}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}_C(\omega) \bar{S}_{\tilde{A}\tilde{I}}(\Omega-\omega) d\omega, \end{aligned} \quad (1-29)$$

де a_3 – константа перетворення змішувача, яка має розмірність $[B^{-1}]$. З (1-29) випливає, що спектр сигналу на виході змішувача $\bar{S}_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(\Omega)$ є згортокою вхідних спектрів і його можна розрахувати аналітично, або якісно визначити його форму графічним методом за відомих $\bar{S}_C(\omega)$ і $\bar{S}_{\tilde{A}\tilde{I}}(\omega)$.

Для частотного розділення великої кількості сигналів і одночасного, або послідовного за часом перенесення їх спектрів в частотному діапазоні необхідно використовувати високостабільні гетеродини з високою роздільною здатністю за частотою, або синтезатори частоти, які виконують функції гетеродинів. В синтезаторах частот і гетеродинах гармонічні сигнали формуються у більшості випадків методом непрямого помноження частоти.

Структурна схема помножувача частоти показана на рис. 1-49,а. Гармонічний сигнал генератора, частота якого f_Γ регулюється напругою, подається на подільник частоти з коефіцієнтом ділення N і сигнал з частотою $f=f_\Gamma/N$ в подальшому поступає на частотний (фазовий) детектор, з виходу якого через фільтр нижніх частот (ФНЧ) і підсилювач напруга керування U_Γ (або U_D) регулює частоту генератора таким чином, щоб автоматично підтримувати частоту генератора $f_\Gamma=Nf_0$. Опорна частота f_0 визначає роздільну здатність за частотою, а величина N , яка задається

цифровим кодом і може змінюватися із дискретністю до одиниці, визначає частоту генератора. Стабільність частоти генератора і похибка встановлення частоти $f_T = Nf_0$ залежить від коефіцієнта підсилення ланки від'ємного зворотного зв'язку – подільник частоти, частотний (фазовий) детектор, ФНЧ, підсилювач, [28,70].

Розглянемо процес автоматичного підстроювання частоти на прикладі LC генератора гармонічних сигналів, в коливальний контур якого входить варикап. Бар'єрна ємність варикапа C_δ змінюється (і отже змінюється частота генератора) від зворотної напруги U (див. рис. 1-49,б). Характеристика частотного детектора, утвореного із двох резонансних контурів, резонансні частоти яких симетрично зміщені відносно частоти f_0 , діодів, що детектують сигнали із контурів, загального навантаження, на якому віднімаються сигнали, показана на рис.1-49,в (після фільтрації в ФНЧ і підсилення). Вихідна напруга частотного детектора дорівнює нулю (відносно напруги U_0) для $f=f_0$, від'ємна для $f<f_0$, додатна для $f>f_0$ і має робочий діапазон, на якому крутість характеристики додатна. Частотний діапазон між мінімумом і максимумом називають діапазоном захоплення частот і відповідно величину вдвічі меншу – смугу захоплення частот. Напруга початкового зміщення U_0 задається як напруга на варикапі, при якій його ємність C_0 в коливальному контурі задає частоту генератора Ncf_0 , де N_C – середнє значення в діапазоні змінювання величини N . Початкова точка характеристики частотного детектора (U_0, f_0) є стійкою точкою для заданої величини N_C .

Якщо, наприклад, частота генератора випадково збільшилася до величини Ncf_1 , тоді частота f на вході частотного детектора збільшиться до величини f_1 (див.рис.1-49,в) і виникне напруга U_1 , що призведе до зменшення (за абсолютним значенням) напруги на варикапі і відповідно збільшення бар'єрної ємності до величини C_1 (див.рис.1-49, б), а це в свою чергу зменшить частоту генератора. Для випадкового зменшення частоти генератора і зменшення f до f_2 напруга U_T збільшиться (за абсолютним значенням) на величину U_2 і бар'єрна ємність

зменшиться до величини C_2 , що призведе до збільшення частоти генератора. Тобто любое відхилення частоти генератора від величини Ncf_0 призведе до автоматичного підстроювання його частоти до величини Ncf_0 . При встановленні в подільнику частоти величини $N > N_C$ в початковий момент часу частота f буде меншою f_0 і напруга, що подається на варикап, зменшить бар'єрну ємність варикапа, тобто підвищить початкову частоту генератора, яка з часом змінюється до усталеної величини Nf_0 при більшому (за абсолютним значенням) зміщенні U_0^* на рис.1-49,б. Характеристика рис.1-49,в (показана пунктиром) зміститься відносно попередньої. Аналогічно можна проаналізувати встановлення меншої частоти при величині $N < N_C$.

В розглянутому частотному детекторі не використовується зовнішній опорний сигнал з частотою f_0 , детектор відрізняється простотою схеми, але має, як недолік, малий діапазон захоплення частоти. Поліпшення цього параметра досягнуто в частотних детекторах із зовнішнім опорним сигналом стабільної частоти f_0 , яка визначає роздільну здатність помножувача частоти. Характеристика частотного детектора показана на рис.1-49, г. Вона узгоджена за напругою з керуючою характеристикою генератора, показаною на рис.1.-49, е. Нульова напруга U_d відповідає частоті генерації $f_{Гс} = f_0 N_C$, генератор має лінійну характеристику в робочому діапазоні (на відміну від нелінійної характеристики генератора на варикапі) і від'ємну крутість характеристики. Найкращі параметри помножувачів частоти досягнуті для схеми з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАПЧ) [28,70,91], яка отримала універсальне застосування в різних ЕС для генерації і синхронізації гармонічних та імпульсних сигналів.

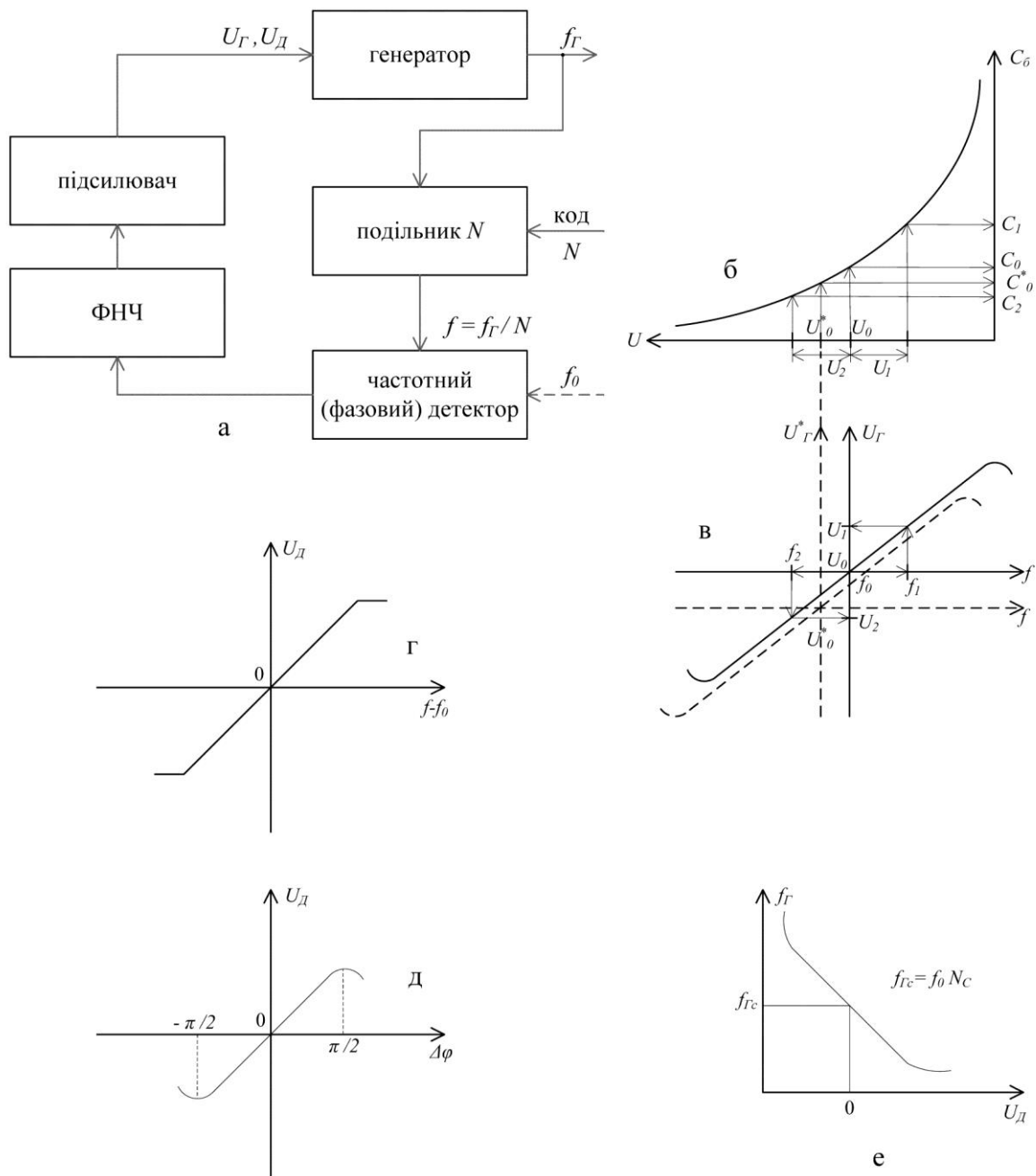


Рис. 1-49. Помноження частоти непряим методом. Структурна схема помножувача частоти (а), характеристики варикапа (б), частотних(в, г), фазового (д) детекторів і генератора, який керується напругою (е)

В схемах з ФАПЧ використовується фазовий детектор (компаратор), сигнал з якого після фільтрації та підсилення регулює частоту генератора таким чином, щоб гармонічний сигнал з частотою f і його фаза співпадали відповідно із частотою f_0 і фазою опорного сигналу. Типова характеристика фазового детектора близька до відрізка синусоїди і показана на рис.1-49, д, де U_d – керуюча напруга генератора і $\Delta\phi$ – різниця фаз між сигналом на виході подільника частоти і опорним сигналом. Усі функціональні вузли

схеми рис.1-49,а скомпоновані в інтегральну схему. Випускаються також мікросхеми ФАПЧ без подільника частоти ($N=1$), які використовуються для фазової синхронізації в когерентних демодуляторах сигналів (див. розділ 4, п. 4.2, блок синхронізації).

Схема ФАПЧ працює в трьох режимах: режим власних (вільних) коливань, режим захоплення частоти і режим супроводження (відслідковування) частоти. В режимі власних коливань відсутній опорний сигнал, $U_A = 0$ і частота генератора визначається встановленими зовнішніми компонентами (наприклад, для величини N_C частота генератора близька до $f_{Гс}$ на рис.1-49,е). В режимі захоплення на фазовий детектор подається сигнал опорної частоти f_0 і сигнал з частотою f , які спочатку можуть відрізнятися між собою за частотою, а на виході фазового детектора, який є нелінійним компонентом, утворюються сигнали з частотами $f - f_0$, f , f_0 , $f + f_0$ та інших кратних частот. ФНЧ відфільтровує сигнали усіх частот окрім сигналу найнижчої частоти ($f - f_0$), яку називають частотою биття. Сигнал з частотою биття керує частотою генератора і це призводить до поступового зменшення частоти биття до нульової, при якій частота f і f_0 будуть однаковими і відбудеться захоплення частоти схемою ФАПЧ і перехід до режиму супроводження, в якому вихідний сигнал фазового детектора встановлює постійну (або нульову) різницю фаз між опорним сигналом і сигналом з виходу подільника частоти. До моменту захоплення частоти фазовий детектор працює як частотний детектор.

Відзначимо, що в даний час розроблені як аналогові так і цифрові схеми ФАПЧ і вони використовуються не тільки для гармонічних, але й для інших періодичних сигналів.

27. Принцип **трансформації** спектра частот застосовується для узгодження параметрів сигналів між різними вузлами і підсистемами в ЕС, а також для узгодження параметрів різних ЕС. Це відноситься як до звужування так і до розширення спектрів сигналів.

Наприклад, широкосмужні одиночні імпульси наносекундної тривалості

запам'ятовуються одноразово в буферній пам'яті і потім зчитуються із необхідною швидкістю, яка звужує спектр сигналу, щоб забезпечити вимірювання параметрів сигналу, формування осцилограми або введення сигналів для обробки в ПЕОМ [56, 64]. Такі ж процеси відбуваються в масштабно-часових перетворювачах [34, 57]. Системи передавання окремих кадрів телевізійного зображення по вузькосмужних каналах зв'язку потребують звужування спектра сигналу на передавальній стороні і його розширення на приймальній стороні. Розроблені різні цифрові перетворювачі параметрів розкладання зображення, які узгоджують між собою скануючі датчики сигналів і приймальні пристрої (індикатори, принтери, ПЕОМ і т.д.).

Розширення спектра сигналу використовуються в телекомунікаційних системах для збільшення пропускної здатності каналів зв'язку, кодового розділення сигналів, підвищення достовірності передавання даних, захисту інформації від несанкціонованого доступу [28, 79, 81, 88, 90].

28. Принцип **повторного використання частот** [39,40], який полягає в тому, що вся площа, яка забезпечується зв'язком, розподіляється на шестикутні комірки – стільники, кожна з яких обслуговується своєю станцією, і має свою смугу частот. Через декілька комірок ці смуги **повторюються**, (повторне використання частот), що дозволяє при обмеженій загальній смузі охопити системою велику кількість частотних смуг (станцій). Це забезпечує можливість підвищення ємності системи. При великій кількості рухомих абонентів, великому трафіку комірки можна дробити, зменшувати їхній розмір. Взагалі це дозволяє розмістити багато станцій в обмеженій смузі частот. У центрі кожної комірки знаходиться базова станція, що обслуговує всі рухомі станції в границях своєї комірки. При переміщенні абонента відбувається передача обслуговування від однієї базової станції до іншої. Всі базові станції замикаються на центр комутації, у якого є зв'язок із загальною сіткою зв'язку. Система забезпечує зв'язок між мобільними станціями на всій площі, що охоплена стільниковою сіткою.

29. Принцип **моделювання** полягає в тому, що вивчення й проектування складних ЕС і дослідження їхніх властивостей може проводитися не експериментально, за допомогою макетування, а за допомогою ЕОМ, яка розв’язує систему рівнянь, що описують ЕС, і отримує результати в аналітичній або графічній формі, що дешевше, надійніше, підвищує швидкість розробки й покращує якість ЕС [15, 16].

30. Принцип **верифікації** полягає в експериментальній перевірці результатів моделювання ЕС на ЕОМ.

31. Принцип **керованості** полягає в тому, що складна ЕС має властивості кібернетичної системи, ієрархічну структуру органів керування, зв’язаних з об’єктом керування прямими й зворотними зв’язками.

32. Принцип **зв’язаності** полягає в тому, що ЕС зв’язана не тільки з підсистемами й елементами, що входять у її склад, але й із зовнішнім середовищем, що, у свою чергу, впливає на систему через вплив температури, вологості, радіації й т.д., а остання, у свою чергу, впливає на навколишнє середовище [4].

33. Принцип **різномірності** підсистем й елементів, які складають ЕС: – фізична; – електронна; – електромеханічна; – математична й інші різномірності опису функціонування різних її елементів.

34. Принцип **мобільності** [39-41], який полягає у виборі структури ЕС, що дозволяє забезпечити загальнодоступний, звичайний радіотелефонний зв’язок з **рухомим** об’єктом у різних точках земної поверхні або космосу. Відмітні принципи мобільності **дозволяють**: – не обмежувати рухомість абонента; – позбавити його від необхідності перебування у строго визначеному місці під час проведення сеансу зв’язку, що забезпечує можливість користуватися послугами зв’язку в кожній точці наземної або супутникової мережі; – раціонально використовувати відведений, обмежений діапазон частот, використовуючи принцип їхнього повторного використання, розміщуючи в ньому максимальну кількість станцій так, щоб вони не заважали одна одній; – розширювати спектр із використанням методу прямої

послідовності, стрибком по частоті, за часом або багатостанційного доступу; – використовувати еквалайзінг як метод компенсації міжсимвольних спотворень, які відбуваються під час проходження інформаційного коду через канал зв'язку; – використовувати малогабаритні універсальні абонентські термінали на зразок слухавки, спряженої з персональним комп'ютером й обладнані інтерфейсом для приєднання до мереж стільникового зв'язку; – забезпечувати велику пропускну здатність за рахунок ущільнення й обмеженої кількості користувачів; – обмежувати потужність передавача й зменшувати дію місцевих перешкод; – забезпечувати стійкість системи до ушкоджень окремих компонентів, наприклад, антени; – неперервно розвиватися й удосконалюватися як функціонально, так і за зменшенням габаритів, потужності споживання, конкуруючи із дротовим зв'язком. **Недолік** стільникового зв'язку – небезпека для людини, обумовлена НВЧ (надвисокочастотним) випромінюванням, наближеного до головного мозку оператора, що може призвести до небажаних наслідків.

35. Принцип **аутентифікації й ідентифікації** [39-41]. **Аутентифікація** – процедура підтвердження дійсності, законності надання прав на користування послугами стільникового зв'язку для її абонента. **Ідентифікація** – процедура ототожнення рухливої станції, тобто процедура встановлення залежності до однієї із груп, які мають певні ознаки, що відрізняють їх від інших. Ідея процедури аутентифікації в сучасних станціях стільникового зв'язку полягає в шифруванні пароля – ідентифікатора, який використовує квазівипадкові числа, що періодично передаються на рухому станцію із центра комутації, і індивідуального для кожної рухомої станції алгоритму шифрування.

36. **Сполучення принципів ієрархії, координації, агрегації, композиції, декомпозиції** при побудові ЕС [1-5]. Ієрархічність – це певна підпорядкованість систем керування або їхніх компонентів, що належать до різних рівнів докладності опису, різна деталізація властивостей ЕС, її функціональних можливостей, елементів, вузлів, блоків. Блочно-ієрархічний

підхід до проектування ЕС дозволяє розбити ЕС на ієрархічні рівні, кожний з яких має свій ступінь деталізації й своє уявлення про систему, її елементи й їхні параметри. Чим складніша ЕС, тим більше рівнів ієрархії. Можна виділити слабо й сильно ієрархічні ЕС. Під ступенем ієрархічності розуміють коефіцієнт, що залежить від докладності деталізації частин ЕС, що виділяються із загальної структури на кожному ієрархічному рівні.

Ієрархічність структури ЕС призводить до ієрархічності її опису. За самий нижній приймається рівень елементної бази, що складається із транзисторів, інтегральних схем, кінескопів, магнетронів, лазерів і т.д. На наступному рівні виділяються вузли ЕС, потім – блоки, стійки, станції, підсистеми, мережі (локальні й глобальні), системи, надсистеми, суперсистеми. Таким чином, кожен ієрархічний рівень складається із блоків, кожний з яких – з більш дрібних елементів. Наприклад, логічні елементи І, АБО, НЕ й ін. з'єднують й одержують тригери, декодери, мультиплексори, суматори, шинні перетворювачі, багаторежимні буферні регістри й т.д. Ці вузли виконують нові функції, мають нові властивості, не властиві логічним елементам, що їх складають. Далі вузли об'єднуються в блоки запам'ятовувальних, арифметико-логічних, керуючих, графічних пристроїв і т.д. Кожен елемент ієрархії даного рівня набуває нові властивості, аж до ЕС і суперсистеми.

Інший приклад ієрархічності ЕС: верхній (перший) рівень – осцилографічна система; другий рівень – окремий осцилограф; третій рівень – блок електронно-променевого приладу, блоки розгортки та вертикального відхилення, блок живлення, блок калібратора, блок мікропроцесорного керування; четвертий рівень – електронно-променевий прилад-індикатор (екран, система післяприскорення, система відхилення по Х і по У, фокусуюча система, електронний прожектор); нижній (п'ятий) рівень – електронний прожектор (підігрівач, модулятор і так далі).

Координація при ієрархічному керуванні полягає в тому, що вища підсистема впливає на нижчі й організує їхні зв'язки й взаємодію між собою

так, щоб досягалася загальна мета ЕС з врахуванням того, що підсистеми нижчого рівня діють для досягнення своїх локальних цілей. Тому між ними може виникнути конфлікт. Усунення цього конфлікту є завданням координатора в ЕС. Можливі різні варіанти координації: – передбаченням взаємодій, коли підсистеми нижчого рівня вирішують свої локальні завдання, вважаючи, що входи зв'язків співпадають з тими, які передбачені системою вищого рівня; – оцінкою взаємодій, коли підсистеми нижчого рівня вирішують локальні завдання, вважаючи що входи зв'язків знаходяться у межах припустимого діапазону значень, передбаченого підсистемою вищого рівня; – балансування взаємодій, коли входи зв'язків розглядаються підсистемами нижчого рівня як додаткові змінні, які можна довільно вибирати. Загальною особливістю цих видів координації є те, що вони враховують розділення ЕС нижчого рівня на підсистеми так, що потрібна для координації інформація виходить у результаті взаємодії між цими підсистемами. Координованість є однією з найважливіших характеристик ЕС, принципів її керування й вибору структури. Принцип координації застосовують, коли потрібно перервати ітераційний процес, тому що він визначає умову загальної оптимальності, принципів композиції, декомпозиції й ієрархії.

Композиція ЕС – це створення складної системи зі складових частин шляхом їхнього об'єднання, коли сукупність блоків або підсистем утворює єдине ціле, що вирішує загальне завдання.

Принцип **декомпозиції** ЕС (розкладання на частини, децентралізації) ґрунтується на тому, що ЕС – складна й, отже, сукупність інформації, що характеризує її, а також сукупність зв'язків між її компонентами, неможливо сприйняти повністю. Тому один із принципів її розробки полягає в розділенні даної ЕС на підсистеми більш низького рівня ієрархії, розриванні несуттєвих зв'язків і фіксації істотних, одержання комплексу менш складних підсистем, які мають необхідні властивості й досліджуються окремо. Декомпозиція заснована на тому, що не зважаючи на те, що процеси, які протікають у різних частинах ЕС

і на різних етапах її роботи, взаємозалежні, процес функціонування ЕС у цілому можна розбити на ряд етапів, які протікають послідовно й паралельно у часі, на кожному з яких системою вирішується окреме завдання. Мета декомпозиції – замінити малу кількість проектних завдань більшої складності більшою кількістю завдань меншої складності й розмірності, які можуть бути вирішені наявними технічними й програмними засобами. Ці підзавдання утворюють перший рівень ієрархічної системи, на якому вирішуються завдання при довільних зв'язках. На другому рівні визначаються самі зв'язки. Декомпозиція використовується для ієрархічної побудови складних ЕС, для синтезу схем взаємодії між різними рівнями в них. Математичний опис такого процесу одержав розповсюдження у формі завдань **блокового лінійного програмування**, коли необхідні змінні можуть бути згруповані в блоки, зв'язані для розв'язку єдиного завдання.

Оптимально **структурована** ЕС є багаторівневою, багатоцільовою організованою сукупністю елементів (модулів) і задовольняє такі вимоги: – кожен рівень ієрархії може повністю проглядатися й бути зрозумілим без детального вивчення нижчих рівнів; – зв'язки між елементами на одному рівні ієрархії повинні бути мінімальними; – відсутність зв'язку між елементами через один рівень ієрархії; – елемент вищого рівня може обумовити елемент наступного рівня й, передаючи йому необхідну вхідну інформацію, може утворити з ним єдине ціле; – елемент наступного рівня після закінчення своєї роботи повертає керування елементу, що його викликав, передаючи йому результати своєї роботи.

Метод **декомпозиції** використовують на кожній стадії проектування ЕС для зниження ступеня невизначеності й виділення багатьох проектних завдань послідовного структурування процесу їхнього розв'язку, а також для опису отриманих структур у вигляді ієрархічно зв'язаних інформаційних сукупностей. Декомпозиція передбачає існування декількох методів поділу на частини проектованої системи. Завершенням її є такий стан ЕС, коли в процесі поділу на частини отримують елементи (компоненти ЕС), які сприймаються на даному етапі проектування, як неподільні об'єкти. За системного підходу до ЕС будь-який об'єкт розглядається як певна система,

яку можна поділити на підсистеми нижчого порядку. Підсистемами найбільш низького порядку є її елементи, структура яких не важлива для розв'язання інших завдань цього рівня.

Агрегативання – це один з методів синтезу складної ЕС, який є процесом побудови системи із складових частин, що має задані властивості, шляхом об'єднання окремих підсистем з відомими характеристиками. Агрегатизація може розглядатися як протилежність декомпозиції.

37. Принцип **уніфікації** завдань і складових частин ЕС. Уніфікація походить від латинських слів «units»-один й «facio»-роблю й означає приведення складових частин ЕС до однаковості, до єдиної форми або системи. У системотехніці й теорії систем важливу роль відіграє раціональне зменшення кількості найменувань, типів модулів, з яких складається ЕС однакового функціонального призначення, тобто типізація. Уніфікація сприяє прискоренню науково-технічного прогресу, підвищенню якості ЕС, взаємозамінності її частин. Вона полегшує розробку складних ЕС шляхом використання типових проектних рішень, прототипів, уніфікації стандартизації компонентів ЕС [6, 7, 8].

Уніфікація – комплексний процес, що полегшує й прискорює автоматизоване проектування, виробництво, контроль й експлуатацію ЕС. Уніфікації компонентів ЕС передують їхня типізація, що дозволяє спростити сам процес проектування й представити об'єкти проектування більш компактно.

Для скорочення витрат і строків проектування ЕС її елементна база, блоки повинні бути максимально уніфіковані й мати мінімальну номенклатуру. Уніфікація й стандартизація відповідно до ДЕРЖСТАНДАРТУ (ДСТ) дозволяють оптимально вибирати кількість знову розроблювальних однотипних ЕС. Ці принципи повинні підвищувати гнучкість у реалізації функцій ЕС, поліпшувати адаптованість до різних вимог технічного завдання, їхню життєздатність, ефективність, суміщати властивості складових частин ЕС при збереженні її цілісності на різних ієрархічних рівнях.

Проектування ЕС успішно проводиться на основі **функціонально-модульного принципу**, відповідно до якого, по однаковій докладності, детальності розгляду виділяють ієрархічні рівні і на кожному рівні розділяють ЕС на функціональні модулі. **Функціональним модулем** називають функціонально й конструктивно закінчений пристрій, прийнятний для компонування ЕС, що задовольняє вимогам **сумісності**, яка забезпечує ефективність створення, застосування й обслуговування цього модуля. Для функціональних модулів сумісність має різновиди й вимагає узгодження:

- **електричного** – за потенціалами, струмами, вхідними і вихідними опорами, частотами;
- **логічного** – за алгоритмами, моделями, порогами, логічними законами, логічними операціями;
- **інформаційного** – за обсягами і потоками інформації;
- **програмного й алгоритмічного** – за правилами й послідовністю обміну інформацією, алгоритмах функціонування апаратних і програмних засобів. Сумісність програмних модулів забезпечується узгодженістю за типами, форматами, кількістю даних, мовою, спадковістю при нарощуванні програмного забезпечення,
- **конструктивного** – за конструкцією всієї ЕС у цілому й окремими її блоками;
- **функціонального** – за завданнями, які розв’язуються блоками ЕС, і системою загалом.

Стандартизація модулів забезпечується стандартизацією інтерфейсу. Інтерфейс – сукупність уніфікованих апаратних і програмних засобів і правил для логічного, електричного й іншого видів узгодження діючих модулів.

Програмні засоби інтерфейсу називаються протоколом, що описує процедури, послідовність і правила взаємодії модулів при обмінюванні даними. Типізація й стандартизація їх здійснюється на всіх рівнях. Для цього розроблений ряд ДСТ, застосовуються міжнародні угоди. Такі об’єднуючі

зусилля успішно використовують у телебаченні, обчислювальній техніці, і т.д. В Україні створені стандарти з урахуванням її входження в міжнародне співтовариство.

Можна представити ЕС, що складається з **уніфікованих чорних ящиків**, причому внутрішня структура таких ящиків не враховується. Він описується вхідними, вихідними, передавальними характеристиками, алгоритмами внутрішнього перетворення інформації. Важливу роль відіграють міжмодульні зв'язки й сумісність модулів.

38. Принцип **комплексної мікромініатюризації ЕС**: збільшення щільності упакування, зменшення габаритів, потужності споживання, ваги, необхідності підвищення надійності. Так, габарити обчислювальних систем за останнє десятиліття зменшилися в десятки разів [89, 98].

39. Принципи побудови **нано ЕС (НЕС)**, щонайменше, один розмір яких має величину від 1 до 100 нанометрів. 1нм (10^{-9} м) – розмір окремих атомів або невеликих молекул. Елементна база НЕС побудована на **наноструктурах**. **Нанотехнологія (НТ)** – створення наноматеріалів, наноприладів, наноструктур і побудова наноскопічних ЕС на їхній основі [35, 73, 100]. Наноструктури не просто найменше, що людина створювала раніше, вони є найменшими твердими електронними виробами, які можна зробити. Наномасштаб розмірів унікальний, тому що при його використанні такі параметри матеріалів, як провідність, твердість, точка плавлення й ін. використовуються поряд з іншими параметрами: корпускулярно-часовий дуалізм, квантові ефекти й т.д. У наноструктурах найбільш фундаментальні властивості матеріалів й ЕС залежать від їхнього розміру. Наприклад, електричні властивості нанорозмірного проводу не завжди описуються законом Ома. У нанорозмірному проводі, що має ширину в один атом, електрони повинні проходити його по одному. Закон Ома не діє й у деяких надпровідниках. Зв'язок розміру проводу з фундаментальними хімічними, електричними, фізичними властивостями матеріалів є основоположним для всіх наноструктур. Застосування наномасштабу вимагає глибокого знання

будови речовини, того, які властивості матеріалів відображають їх компонентний й атомний склад, форму, розмір.

При переході до НЕС фундаментальні фізичні, хімічні властивості речовин, з яких виготовлена НЕС, кардинально змінюються. Кристалографічна симетрія матеріалів макро і наноскопічних ЕС істотно відрізняється. Звичайно, у наноматеріалі симетрія знижується, виникають нові властивості. У нано ЕС дуже великий коефіцієнт відношення поверхні до об'єму. Упорядковані мікрообласті в наноматеріалах називають **кластерами**. Чим менший розмір кластера, тим більший вплив властивості поверхні в порівнянні із властивостями об'єму. Властивості поверхні можуть трансформуватися в об'ємні властивості. Змінюючи розміри й форму кластера, можна керувати властивостями речовини в наноструктурованій формі. Властивості поверхні твердого тіла в НЕС істотно відрізняються від об'ємних властивостей. Електронні зв'язки на поверхні кристала розірвані й рівноважна структура тут відрізняється від об'ємної. Тут з'являється інша симетрія, змінюються частоти коливання кристалічної ґратки, на поверхні змінюються температура Дебая й температура плавлення. Змінюється фононний спектр і спектр стану електронів, ширина забороненої зони напівпровідника. Це дозволяє використовувати наностан напівпровідника для створення нових напівпровідникових приладів. Магнітні властивості речовин під впливом порушення кореляції взаємодії спінових й орбітальних моментів на поверхні кристалів істотно змінюються, особливо феро, антиферо й феримагнетиків. Зменшення розмірів зерен кластерів ефективно для керування властивостями твердого тіла. Малий розмір зерна обумовлює більші змінювання його структури. Істотно змінюється структурний стан зерна – кластера. Типові для монокристалів і великих (розміром більше 1-10 мкм) кристаликів і полікристалів, дислокації мають щільність упакування $\cong 10^4 \text{ см}^{-3}$. Вакансії й дефекти із щільністю упакування $10^6 - 10^{10} \text{ см}^{-3}$ у наноматеріалі часто не можуть утриматися всередині зерна й виходять на поверхню і структура зерна перетворюється в майже бездефектну. Структура міжзернової границі

нестабільна, що призводить до високої дифузійної рухливості атомів, що на 5-6 порядків більша, ніж у звичайних полікристалічних матеріалах. Збільшення дифузії в нанокристалічних матеріалах може бути викликано: – більш низькою концентрацією домішок у міжкристалічних границях у порівнянні із границями звичайного типу в полікристалах; – прискореною дифузією уздовж міжкристалічних границь; – прискореною дифузією, обумовленою різницею структури міжкристалічних границь у нано й звичайних полікристалах внаслідок наявності великої кількості пор, властивих нанокристалічним матеріалам. Компактований нанокристалічний матеріал: Ag, Ti₂, Mg, WO₃, Zn, Pd, а також композити Ag–Mg, Ag–WO₃ у всіх випадках мають майже однорідну структуру. Часто в ньому виявляються когерентні двійникові границі. Області між зернами – вузькі, атомна структура усередині зерен – періодична. Більша частина міжзеренних границь відповідає ґратці співпадаючих вузлів з параметром Σ від 3 до 11, де Σ -період співпадаючих вузлів, виражених у періоді ґратки. На границях стиків трьох і більше зерен виникає багато порожнеч. Утворення безпористих наноматеріалів методом твердофазних реакцій і конденсації у вакуумі дозволяє усунути «рихлість» границь зерен.

Багато досягнень в електроніці отримані завдяки появі мікрочіпа. Всі інтегральні схеми (чіпи) працюють за законом Ома. В даний час потрібна розробка **наночіпів**, застосування принципів **молекулярної електроніки**. Багато базових правил, що визначають поведження наноструктур, ґрунтуються на законах квантової механіки.

Інструменти для вимірювання наноструктур забезпечують прецизійну точність у наноелектроніці:

– **Скануючий зонд**, що ковзає по поверхні наноструктури, має наноскопічний розмір (часто – один атом) і при просуванні може вимірювати декілька різних параметрів наноскопічних структур і властивостей через вимірювання сил, струмів, магнітного опору, хімічної чистоти й інших специфічних властивостей. Скануючий мікроскоп уперше дозволив

побачити елементи, що мають розміри в один атом.

– **Атомний мікроскоп**, де електронні засоби використовуються для вимірювання сили, що переміщують кінчик зонда при його русі уздовж поверхні.

– **Тунельний мікроскоп**, де вимірюється сила струму, що проходить між скануючим зондом і поверхнею. Залежно від того, як проводяться вимірювання, мікроскоп можна використовувати для перевірки локальної геометрії, наприклад, наскільки поверхня локально виступає вперед, або для вимірювання локальних характеристик, наприклад, електропровідності. У тунельному мікроскопі застосований метод зондового сканування.

– **Магнітно-силовий мікроскоп**, у якому зонд, скануючий досліджувану поверхню, є магнітним і дозволяє відчувати на поверхні локальну магнітну структуру, подібно зчитувальній магнітній головці, одержати зображення поверхні в масштабі від одного атома до мікро розмірів [35].

Спектроскопія – спостереження на зразку світла конкретних кольорів, адсорбції, розсіювання й інших властивостей матеріалу при заданих умовах.

Спектроскопія порогових потенціалів – метод дослідження складу й електронної структури твердого тіла, заснований на вивченні характеристичних особливостей або вторинного випромінювання, викликаного електронним збудженням атомів приповерхнього шару, або відбитого променя первинних електронів, що бомбардують тверде тіло при змінюванні енергії. При певних порогових значеннях потенціалу відбувається збудження атомів твердого тіла. Релаксація такого стану може супроводжуватися рекомбінацією дірки з випромінюванням рентгенівського фотона або з виникненням оже-електрона, якщо енергія дірки менша 2 КЕВ (оже-електронна спектроскопія). Досліджуючи енергетичний розподіл оже-електронів, коефіцієнт пружного відбивання первинних електронів або реєструючи м'яке рентгенівське випромінювання, можна вивчити енергетичну структуру твердого тіла і її елементний склад.

Широко застосовується в наноелектроніці й побудова зображення за допомогою **магнітного резонансу**.

Електрохімія в наноелектроніці дозволяє вивчити, як можна змінити хімічні процеси, застосовуючи електричний струм, а також, можна одержати електричний струм, використовуючи хімічні реакції. Вона застосовується у виробництві наноструктур і використовується для їхнього аналізу. Природу поверхневих атомів у масі можна виміряти безпосередньо, застосовуючи електрохімію й сучасні електрохімічні методи, включаючи методи зондового сканування, і в такий спосіб будувати й досліджувати наноструктури.

Електронна мікроскопія використовується для спостереження окремих наноструктур, для вивчення структури й поведінки матеріалу, з якого вони виготовлені. Принцип електронної мікроскопії заснований на формуванні електронного променя (**зонда**), його фокусуванні, прискоренні й проходженні крізь досліджуваний зразок. При зустрічі з ядром або іншими електронами, електрони променя розсіюються. Збираючи їх на колектор, можна побудувати зображення, що відображає розташування часток, на яких розсіялися інші електрони. Розрізняють електронні мікроскопи (ЕМ) з **нерухомим** і зі **скануючи** (розгорнутим у растр) зондом. ЕМ з нерухомим зондом діляться на **просвічувальні (ПЕМ), відбивні, дзеркальні й електронографи** [35]. **ПЕМ** служить для одержання інформації про геометричні характеристики об'єкта, його кристалографії й недосконалостях будови. Він дозволяє безпосередньо вивчати тонкі наноструктури (менші 100 Å) і побічно – методом реплік – поверхню масивних зразків. Зображення в ПЕМ формується тільки пучком електронів, що пройшов, або сукупністю пройшовшого й діафрагмованного пучків у площині зображення. Характер розподілу щільності струму на зображенні визначає його контраст. Основними вузлами в ПЕМ є освітлювальна система, камера зразків, проєкційна система й блок реєстрації. У ПЕМ для підвищення щільності струму в електронному промені застосовуються гострі (точкові) катоди з високою електронною яскравістю за рахунок ефекту Шоттки, які мають

малу площу емісії. Їхнім недоліком є великий розкид у терміні служби й критичність параметрів електронної гармати з гострим катодом відносно його центрування щодо осі гармати мікроскопа. Просвітлювальний мікроскоп знаходить широке застосування в наноструктурному аналізі.

Відбивний мікроскоп – прилад, у якому зображення об'єкта одержується у відбитих (розсіяних) ним електронах. Перешкодою в одержанні зображення є значний розкид енергії у відбитому промені, внаслідок чого виникає хроматична аберація, викликана залежністю оптичних параметрів електронних лінз від енергії електронів фокусованого променя [35].

Електронний мікроскоп зі скануючим електронним зондом відноситься до растрових електронних мікроскопів (РЕМ), де використовується розгортання електронного зонда в телевізійний растр, послідовне зондування наноструктури за допомогою спряженої розгортувальної системи і відображення отриманої інформації на екрані телевізійного індикатора. Основною перевагою РЕМ є висока інформативність, одержання телевізійного еквівалента зображення, що кодується й зберігається в пам'яті. Новітні електронні мікроскопи мають роздільну здатність $1..2 \text{ \AA}$, корисне збільшення 10^6 . Отримане телевізійне зображення наноструктури можна закодувати й зберігати в пам'яті ЕОМ у цифровій формі для відтворення, подальшої обробки або передавання по каналу зв'язку завадостійким кодом. Зображення НС можна в цифровій формі перетворювати, трансформувати, змінювати масштаб, досліджувати в різних положеннях, ракурсах, одержувати її об'ємне зображення. Це дозволяє вносити коректування в технологічний процес виготовлення НС.

Інструменти для створення наноструктур – використовуються для того, щоб їх формувати й ними керувати, наприклад, модифікувати їхню поверхню. Скануючі зонди використовуються для маніпулювання окремими молекулярними комбінаціями в наноструктурах. Складання поверхні за допомогою скануючого зонда відносно дорога й відносно повільна. Тому

використають паралельно множину зондів одночасно.

Для створення наноструктур широко застосовується **наноскопічна літографія**. Літографічний процес [35] формує на поверхні шар стійкий до наступних технологічних впливів матеріалу, здатний під дією опромінення певної довжини хвилі змінювати свої властивості. Залежно від довжини хвилі застосовуваного випромінювання, розрізняють оптичну (фотолітографію), рентгенівську, електронну й іонну літографію. Роздільна здатність у них різна. **Фотолітографія** – це сукупність фотохімічних процесів, у яких можна виділити три основних етапи: – формування на поверхні матеріалу шару фоторезисту, – оптичне передавання зображення з фотошаблону на цей шар, – формування конфігурації елементів пристроїв за допомогою маски з фоторезисту. **Електронно-променева літографія (ЕПЛ)** передбачає заміну дії оптичного випромінювання на фоторезист дією сфокусованого й прискореного електронного променя, що у вертикальному й у горизонтальному напрямку відхиляється полем, керованим аналоговим або цифровим сигналом і вирисовує НЕС на електрорезисті (негативному або позитивному), що має постійну товщину, необхідну конфігурацію. **Рентгенівська літографія (РЛ)** заснована на контактному або безконтактному друкуванні при використанні для експонування низькоенергетичного (1-10 КЕВ) рентгенівського випромінювання. У цьому випадку можна знехтувати явищем дифракції, властивим фотолітографії, а також явищем зворотного розсіювання, що виникає при ЕПЛ. **Система РЛ** складається із власне рентгенівської установки для експонування, системи суміщення шаблону з підкладкою, прецизійного шаблону. Промені проходять через шаблон, поглинаються на одних ділянках і проходять через інші, проектуючи зображення шаблону НЕС на резист. Найбільш прийнятними матеріалами є кремній і його з'єднання (нітрид кремнію). Для формування рисунка маски використовується скануючий електронний мікроскоп. Суміщення здійснюється при розміщенні робочого шаблону в установці експонування рентгенівськими променями, де відбувається

перенесення топології наноструктури на підкладку (пластину). Переміщення триває доти, поки середини реперних міток на шаблоні й підкладці не співпадуть.

Перова нанолітографія використовує резервуар чорнил – атомів або молекул, що наносить графічне зображення на носій, і розташовується на кінчику скануючого зонда, який пересувається по вибраній поверхні носія, і залишає після себе зображення наноструктури. Вибір наночорнил, структури, рівня деталізації й складності сформованого зображення майже довільний. Тому перова нанолітографія краща для створення нових і складних структур у невеликих обсягах. Недолік її – мала продуктивність.

Самозбирання передбачає змішування компонентів, наприклад, хімікатів, і одержування наноструктури завдяки того, що молекули розсортовують себе самі. Принцип самозбирання полягає в тому, що молекули завжди намагаються перейти на самий нижній з доступних їм рівнів енергії. Можливі з'єднання з іншими молекулами або переорієнтація. Дуже важлива взаємодія зарядів. Методи самозбирання ґрунтуються на ідеї створення таких компонентів, які довільно поєднуються найкращим чином. Сили, що діють при самозбиранні, слабкіші зв'язуючих сил, які втримують молекули разом. Інші слабкі взаємодії, наприклад, мультиполярні, виникають між структурами, кожна з яких не має повного заряду, але тут спостерігається інший розподіл заряду в двох взаємодіючих молекулах. Самозбирання стане кращим методом для великих наноструктурних масивів. Дуже складні структури можна сформувати, використовуючи самозбирання й розбивши завдання на етапи. Самозбирання – перспективна й важлива технологія в нановиробництві, завдяки її універсальності, здатності робити структури в різних масштабах довжини. Наноструктури повинні збиратися з компонентів. Звичайно наноструктури будуються з великих компонентів або молекул. Моношар може мати нанометрову товщину й значні довжину й ширину. Він побудований не з атомів, а з молекул на поверхні, наприклад, золота. Для збирання наноструктур використовують полімолекулярні компонувальні блоки: вуглецеві нанотрубки й

наностержні із кремнію, інших напівпровідників і діелектриків. Вони можуть самозбиратися в нанорозмірні структури. **Нанотрубка** – нанорозмірна структура, побудована на молекулярному рівні, яка має надвисоку міцність. Її особливості – висока вартість і мала продуктивність при виготовленні. Вони можуть поводитися як напівпровідники або надпровідники залежно від точних пропорцій трубки й від того, які матеріали, крім вуглецю, уведені в матеріал при легуванні. Розміри нанотрубок становлять приблизно 1% розміру з'єднувальних елементів сучасних мікрочипів. Нанотрубки використовуються для виробництва транзисторів, параметри яких кращі, ніж у звичайних кремнієвих приладів [100].

40. Принцип **складності в поведженні ЕС**, обумовлений наявністю складних взаємозв'язків між її змінними, коли змінювання однієї змінної спричиняє змінювання багатьох інших змінних. Зі складності поведження ЕС слідує складність алгоритмів керування її об'єктами [80].

41. Принцип **багатомірності ЕС** – за кількістю змінних, що описують її поведження й кількістю змінних у просторі її станів.

42. Принцип **випадковості зовнішніх збурювальних впливів**, що надходять на вхід ЕС [3]. Збурювальний вплив проявляється, наприклад, у приймальних ЕС із радіоканалами у вигляді імпульсних випадкових сигналів при виникненні атмосферних електричних розрядів і неперервних випадкових сигналів, якими є космічний шум і теплові шуми, обумовлені розсіюванням енергії до вхідних вузлів ЕС (див. п. 4.2). Збурювальний вхідний вплив на ЕС виникає внаслідок випадкових іонізуючих випромінювань, механічних та теплових дій, які змінюють параметри компонент електронних схем.

43. Принцип **динамічності ЕС**, обумовленої тим, що вона є відкритою системою, яка розвивається і легко змінює свою структуру, функції, внутрішні процеси протягом життєвого циклу. Причинами змінювань можуть служити: змінювання елементної бази, наприклад, заміна вакуумного варіанта індикаторного пристрою твердотільним аналогом, змінювання зовнішнього середовища, обмежені строки й вартість

проектування й т.д [44].

44. Принцип **суперечливості вимог до ЕС** обумовлений тим, що такі властивості, як вага, габарити, багатоаспектність, складність, динамічність її розвитку й т.д. найчастіше суперечливі й вимагають комплексного підходу до її проектування.

Постійний прогрес обчислювальної техніки і математики обумовлює появу нових, більш довершених моделей і програм, що замінюють застарілі. Тому ЕС повинна бути відкритою системою, яка допускає використання нових методів і засобів для її розвитку [82].

45. Принцип використання **штучного інтелекту (ШІ)** при проектуванні й створенні ЕС. Використання апарата ШІ дає корисні результати при проектуванні ЕС за допомогою САПР. **Штучний інтелект** – це область інформаційної електроніки, що займається науковими дослідженнями й розробкою методів і засобів для правдоподібної імітації окремих функцій людського інтелекту за допомогою автоматизованих систем. ШІ дозволяє створити методи, програмні й технічні засоби розв’язання завдань, для яких відсутні формальні алгоритми: деякі режими роботи САПР, розпізнавання зображень, розуміння природних мов і людської мови, навчання з урахуванням здібностей учня, постановка діагнозів, доказування теорем і т. д. Ці завдання вирішуються людиною із залученням підсвідомості. Тому вони з труднощами піддаються моделюванню [45].

Коли швидкодія й об’єм пам’яті використовуваної ЕОМ досить великі, а програмне забезпечення – досить гнучке, поведження ЕОМ може виявитися непередбаченим й її можна розглядати, як ЕС, здатну до новаторства, а не тільки сліпо виконуючу запропоновану програму. У даний час досягнуті значні успіхи у використанні ШІ для керування процесом автоматизованого проектування ЕС.

На основі методів ШІ розробляються програмні інтелектуальні інформаційні системи, інтелектуальні навчальні системи, інтелектуальні системи програмування.

Інтелектуальна інформаційна система має інтелектуальний інтерфейс, що дозволяє користувачеві взаємодіяти з ЕОМ і робити запити на природній або професійно орієнтованій мові. Інтелектуальна навчальна система, яка обладнана інтелектуальним інтерфейсом, дозволяє учневі вести діалог у процесі навчання, відповідати на питання, виконувати запити природною мовою, правила якої ґрунтуються на поточному вживанні, а не на точному попередньому описі, і яка призначена для спілкування між людьми.

В основі інтелектуальної системи програмування лежить природна або професійно-орієнтована мова. Така система автоматично створює програму по сформульованому користувачем завданню на природній або професійно орієнтованій мові. Користувач звільняється від необхідності попередньої розробки алгоритму й відновлення програми. Більшість таких систем використовують для своєї роботи відповідні бази знань, розробка яких ведеться також за допомогою штучного інтелекту.

Розглянемо деякі особливості ІІ. По-перше, відзначимо, що ІІ вимагає наявності в ЕС власної внутрішньої моделі зовнішнього світу. Така модель забезпечує самостійність ЕС в оцінці вхідного запиту, можливість всебічної: сенсової, семантичної й прагматичної інтерпретації запиту відповідно до власних знань, формулювання семантично й прагматично правильної відповіді ЕС.

По-друге, ІІ зв'язаний зі здатністю поповнювати наявні й засвоювати нові знання, навчатися, не просто додаючи нові відомості з банку даних, нові прагматичні й семантичні структури й процедури в базу знань і базу цілей, а виконуючи таке перетворення, вбудовування нової інформації в систему представлення знань, при якому забезпечується розв'язання всіх завдань класу, до якого відноситься нова інформація, що надійшла.

По-третє, важливою властивістю ІІ або інтелектуальних систем є здатність до виведення, генерації, формування рішення, що у явній і кінцевій формі не містяться в системі внутрішнього й зовнішнього подання. У цій властивості проявляється здатність системи до дедуктивного висновку,

мисленню, як здатність ЕС видавати нову інтелектуальну інформацію, не закладену в неї в явному вигляді. ШІ є генератором нової інформації, нових ідей. Інтелектуальна інформація має семантичні (сенсові) і прагматичні (спрямованими на певні дії) властивості. Подання семантики й прагматики в системі ШІ ефективно у вигляді інформаційних структур типу графів, у вершинах яких розташовані об'єми інформації, а дуги відображають взаємовідношення між ними. Генерацію нової інтелектуальної інформації можна представити у вигляді інформаційних структур, що несуть нову семантику й прагматику. Програми й алгоритми в системі ШІ зберігаються у вигляді даних або інформаційних масивів, генерація яких в ЕОМ дозволяє одержати нову процедуру рішення.

Часто, приймаючи рішення, людина не може формально уявити собі процес ухвалення рішення, викласти його формальною, природною мовою. Невизначеність ухвалення рішення часто лежить у його основі. При моделюванні процесу ухвалення рішення використовується алгебра й логіка нечітких множин. Важливим є напрямок створення банків інформації великої ємності й лінгвістичних моделей її обробки, проблема нечіткості, необхідність використати лінгвістику, моделювання природної мови на ЕОМ, спілкування природною мовою з ЕОМ, переклад з однієї природної мови на іншу. Дуже важливо проектувати систему ШІ як велике сховище інформації, досвіду, пов'язане з нечіткістю прийняття рішень.

У системі ШІ важлива людино-машинна концепція трактування ухвалення рішення, коли постійно досвід прийняття складних рішень поступово передається ЕОМ. У такій моделі бере участь людина, ЕОМ і змішана частина, що також навчає людину новим методам прийняття рішень. При спілкуванні ЕОМ і людини важливу роль відіграє інтелектуальна система запитання-відповіді.

Важлива особливість моделей ШІ полягає в їхній еволюційності й адаптації. Передавання знань від людини до ЕОМ може її навчати з використанням моделей навчання. Функціонуюча система ШІ не застигла, а

система, що розвивається.

Розглянемо напрямки, по яких успішно ведуться дослідження в галузі штучного інтелекту:

Напрямок 1 – моделювання на ЕОМ окремих творчих процесів: автоматичний синтез програм, автоматичне доведення теорем, ігрові завдання (шахи, шашки, доміно), аналіз і синтез музичних творів і т.д.

Напрямок 2 – зовнішня інтелектуалізація ЕОМ: фундаментальні й прикладні дослідження з комплексного діалогового інтерфейсу. Це – напрямок розвитку штучного інтелекту що найбільш бурхливо розвивається. Інтелектуальний інтерфейс різко підвищує ефективність САПР, системи автоматизованого планування наукових досліджень й оперативного керування виробництвом, використовуючи накопичені в ЕОМ відомості про предметну область. Він дозволяє, по-перше, за допомогою інтелектуальних інформаційно-пошукових систем здійснити пошук у базах даних необхідної інформації, входячи в бібліотечні мережі й у мережі розподілених баз даних. По-друге, використовуючи інтелектуальні пакети прикладних програм і розрахунково-логічні системи, вирішувати завдання планування й керування поза залежністю від складності математичних моделей і контролювати в діалоговому режимі всі стадії обчислювального процесу, використовуючи в ЕОМ знання про ЕС. По-третє, використовувати експертні системи, особливо інтегровані або гібридні, що є об'єднанням традиційних експертних систем з розрахунково-логічними, застосовуваних у важко формалізованих галузях знань. Це дозволяє здійснювати розпізнавання й діагностику процесів у складних ЕС, приймати рішення, формулювати плани дії, висувати й перевіряти гіпотези, виявляти закономірності в результатах спостережень, робити логічні висновки з аналізу станів ЕС. Однією з найважливіших проблем є створення експертних систем. З використанням штучного інтелекту САПР дозволяє, застосовуючи сучасні досягнення електроніки і інших суміжних напрямків техніки, спроектувати й виготовити ЕС, набагато переважаючи сучасні ЕС.

Напрямок 3 – внутрішня інтелектуалізація ЕОМ-побудова

обчислювальних машин нових поколінь і нової архітектури, що працюють на принципах штучного інтелекту й призначених для побудови високоефективних ЕС. Крім того, створення штучного інтелекту йде по шляху символної обробки інформації в операційних системах, трансляторах, при звертанні до пам'яті, при організації мультипрограмного режиму віртуальних машин. Для розв'язання задач штучного інтелекту використання ЕОМ традиційної архітектури, навіть орієнтованих на розпаралелену обробку числових даних, недостатньо. Одним із засобів внутрішньої інтелектуалізації є апаратна підтримка цілого ряду програм. З'явилися ЕОМ баз даних й ЕОМ баз знань, лінгвістичні процесори й т.д.

Напрямок 4 – цілеспрямоване керування поведінкою роботів, створення інтелектуальних роботів, здатних автономно робити операції по досягненню цілей, поставлених людиною, а також створення автономних транспортних засобів на суші, у повітрі й у воді. Робот – це складна система керування й переробки інформації, обладнана датчиками сприйняття інформації про зовнішнє середовище й виконавчими механізмами, здатна діяти цілеспрямовано. Характерною відмінною ознакою робота є його здатність реагувати на ті ж зовнішні впливи, що й людина, і виконувати просторові рухи подібно людині.

Робот складається із трьох основних блоків: блок сприйняття – датчиків, блок виконавчих механізмів – маніпуляторів, і блок керування з використанням мікро ЕОМ, що здійснює обробку інформації, яка поступає до робота – від найпростішої до розпізнавання образів й формуючий цілеспрямоване поведінку робота в реальному навколишньому оточенні. Тут потрібна розробка спеціалізованих ЕОМ, комплексу механічних й енергетичних систем: сенсорів, двигунів і т.д. Інформація про зовнішнє середовище надходить у бортові ЕОМ роботів від численних сенсорів: зорових, тактильних, акустичних, радіолокаційних й ін. Для завантаження бортових ЕОМ роботів від потоків інформації їх попередньо обробляють у реальному масштабі часу в інтелектуальних сенсорах. Для цього потрібна швидкодія бортової ЕОМ робота порядку 10 млрд. операцій у секунду, переважно для символної обробки

інформації [45].

46. Принцип використання концепцій **нейронних мереж** [59, 60, 63]. **Штучна нейронна мережа** є ЕС, що виконує паралельні обчислення й складається з множини взаємодіючих простих процесорів. Локально прості процесори вирішують складні завдання. Створення штучних нейронних мереж обумовлено спробами зрозуміти й технічно реалізувати принципи роботи людського мозку. Штучні нейронні мережі в даний час є дуже спрощеними абстракціями мозку.

Будемо розглядати обчислювальні можливості ЕС для розв'язання конкретного технічного завдання, а не її біологічну відповідність мозку. Важливою особливістю ЕС, побудованої на основі нейронної мережі, є те, що вона **навчається вирішувати завдання**, а не **програмується**. Нейронна мережа використовується тоді, коли неможливо написати потрібну програму або коли знайдене нейронною мережею рішення є більш досконалим і гнучким. Прикладами є: оптичне розпізнавання символів, профілактика й діагностика захворювань людини, спостереження за технічним станом ЕС, автоматичне керування цехом по виготовленню кінескопів або їх твердотільних аналогів і т.д.

З іншого боку, нейронна мережа побудована на основі примітивної біологічної моделі нервової системи й приваблива з інтуїтивної точки зору. У перспективі розвиток нейробіологічних моделей допоможе створити думаючі комп'ютери. Щоб створити штучний інтелект, потрібно створити ЕС з подібною архітектурою.

Мозок складається з великої кількості (приблизно 10^{10}) **нейронів**, з'єднаних численними зв'язками – у середньому кілька тисяч зв'язків на один нейрон, але кількість зв'язків може значно коливатися. **Нейрони** – спеціальні клітини, здатні розповсюджувати електрохімічні сигнали. Нейрон має розгалужену структуру введення інформації (дендрити), ядро й розгалужений вихід (аксон). **Аксони** клітини з'єднуються з **дендритами** інших кліток за допомогою **синапсів**. При активації нейрон посилає електрохімічний сигнал

по своєму аксону. Через синапси цей сигнал досягає інших нейронів, які можуть у свою чергу активуватися. Нейрон активується тоді, коли сумарний рівень сигналів, що прийшов у його ядро з дендритів, перевищить певний рівень – поріг активації. Інтенсивність сигналу, одержуваного нейроном, а значить – можливість його активації, суттєво залежить від активності синапсів. Кожен синапс має протяжність й уздовж нього передається сигнал за допомогою спеціальних хімічних речовин.

Відповідно до постулату Д. Хебба, навчання полягає, у першу чергу в змінюванні сили синоптичних зв'язків. Будучи побудованим з дуже великої кількості зовсім простих елементів, причому кожен елемент бере зважену суму вхідних сигналів й, за умови, що сумарний вхід перевищує певний рівень, передає двійковий сигнал далі, мозок здатний вирішувати дуже складні завдання. Якщо модель мозку ускладнити, штучна нейронна мережа здатна вирішити значно складніші завдання.

Суть біологічної нейронної системи (**НС**) заснована на **визначенні штучного нейрона**: він одержує вхідні сигнали (вихідні дані або вихідні сигнали інших нейронів мережі) через декілька вхідних каналів. Кожен вхідний сигнал проходить через з'єднання, що має певну інтенсивність або **вагу**. Ця **вага** відповідає **синаптичній активності** біологічного нейрона. Вона дозволяє обчислити вихідний сигнал нейрона по сукупності вхідних сигналів. Кожному нейрону відповідає певне порогове значення синаптичної активності. У системі обчислюється зважена сума входів, з неї віднімається порогове значення й отримується величина активації нейрона (постсинаптичний потенціал нейрона – PSP).

Сигнал активації перетвориться за допомогою функції активації (передавальної функції) і в результаті формується **вихідний сигнал нейрона**. Якщо використати східчасту функцію активації тоді **вихід** нейрона дорівнює **нулю**, якщо вхід – **негативний**, і дорівнює **одиниці**, якщо **вхід** – **нульовий**. Такий нейрон буде працювати точно так само, як природний нейрон. Причина в тому, що відняти порогове значення зі зваженої суми й

зрівняти результат з нулем – те ж саме, що зрівняти зважену суму із пороговим значенням. Ваги можуть бути негативними, коли синапс спричиняє на нейрон не збуджувальну, а гальмівну дію. Ми розглянули **окремий нейрон**.

Перейдемо до питання про те, як нейрони **з'єднуються** один з одним. Якщо мережа використовується для розв'язання певного завдання, то в неї є **входи (сенсорні нерви)**, що приймають відлікові значення змінних стану від досліджуваного об'єкта й **виходи (рухові нерви)** – керуючі сигнали або прогнози. У мережі є множина проміжних, **схованих нейронів**, що виконують внутрішні функції. Всі нейрони цих трьох видів взаємозв'язані.

Ключова проблема в нейронній системі – **зворотний зв'язок**. Структура найпростішої мережі забезпечує пряму передачу сигналу: від входу до вихідних елементів. Така система забезпечує стійкість. Якщо структура мережі – рекурентна, тобто вона містить зв'язки, що ведуть назад, від далеких до більш ближніх нейронів, то вона може виявитися нестійкою, що призводить до складної динаміки поведінки. Практично найбільш корисними є нейронні мережі зі структурою прямої передачі, що моделюється, наприклад, у пакеті ST Neural Networks.

Нейрони регулярно організовані в **шари**. Вхідний шар вводить відлікові (дискретні) за часом значення вхідних змінних. Кожен схований або вихідний нейрон з'єднаний з усіма елементами попереднього шару, тобто система зв'язків – **повна**. Вона реалізована в пакеті ST Neural Network. У процесі роботи мережі у вхідні елементи подаються відлікові значення вхідних змінних. Потім послідовно спрацьовують нейрони проміжного й вихідного шарів. У кожному з них обчислюється значення **активації**. При цьому знаходиться зважена сума елементів виходу попереднього шару, з якої віднімається порогове значення. Значення активації перетворюється за допомогою **функції (ваги) активації**, у результаті отримується вихідний сигнал нейрона. Негативне значення ваги активації відповідає зменшенню активності відповідного елемента, а позитивне значення – підсиленню його

активності. Після того, як вся мережа відпрацює, вихідні значення елементів вихідного шару приймаються, як **вихід своєї мережі**. Сумісна робота нейронів вихідного шару максимізує (за критерієм максимуму функції взаємної інформації) інформацію про діяльність вхідного шару.

Можливі варіанти структури НС. В одному кожен елемент може бути зв'язаний з усіма елементами НС. В іншому елементи можуть бути впорядковані в шари ієрархії, де зв'язки можливі тільки між елементами в суміжних шарах. По-третє, можуть бути зворотні зв'язки між суміжними шарами або усередині одного шару, або можлива посилка сигналів елементами самим собі. Можливості вибору структури НС надзвичайно великі. Для кожної конкретної структури НС указується тип припустимих зв'язків.

НС знаходять широке застосування в електронній техніці. Клас завдань, які можна вирішувати за допомогою нейронної мережі визначається тим, як і чого вона навчається. Мережу можна застосувати у випадку, коли є певна інформація, і ви хочете одержати від неї якусь, поки невідому інформацію. Розглянемо деякі приклади.

Розпізнавання стану хворого. За допомогою медичної апаратури можна спостерігати за деякими показниками стану здоров'я людини: частотою пульсу, вмістом різних речовин у крові, частотою дихання й т.д. Стадії виникнення деякої хвороби може відповідати певна, іноді досить складна, нелінійна, взаємозалежна комбінація змінювань спостережуваних змінних, котру можна виявити за допомогою нейромережевої моделі.

Системи спостереження за станом устаткування. НС корисні як засіб контролю стану устаткування. Наприклад, можна навчити НС розрізняти звук, що видає машина при нормальній роботі від того, який є провісником неполадок. Після такого навчання НС може попередити інженера про загрозу поломки до того, як вона трапиться й виключити раптові й дорогі простої устаткування.

Керування роботою двигуна. НС використовуються для аналізу сигналів

від датчиків, установлених на двигунах. За допомогою НС можна керувати різними параметрами роботи двигуна, щоб досягти певної мети: регулювати споживання пального, підтримувати стабільність швидкості руху по трасі й ін.

НС використовуються для прогнозування ситуації, у якій перебуває досліджуваний об'єкт. Важливою умовою її застосування є впевненість або хоча б серйозні підозри в тому, що між відомими вхідними величинами й невідомими вихідними величинами є зв'язок. Цей зв'язок може бути спотворений шумом. Точний вигляд зв'язку – невідомий. Крім того, істотною відмінністю НС є те, що залежність між входом і виходом знаходиться в процесі навчання мережі. Для навчання нейронних мереж застосовують алгоритми двох типів: **кероване** (навчання із учителем) і **некероване** (без учителя). Частіше застосовується навчання із учителем.

1.3. Класифікація

Класифікація ЕС відбувається за різними ознаками [45]:

1. За фізичною природою використовуваних сигналів-переносників інформації: електромагнітна, електрична, оптична, акустична.
2. За формою подання сигналів: аналогова, цифрова, гібридна.
3. За видом наскрізних амплітудних характеристик: лінійні, нелінійні.
4. За виконуваними функціями: радіолокаційні, телевізійні, розпізнавальні, дефектоскопічні, технічної діагностики, телевимірювальні, вимірювально-обчислювальні, технологічні, медичні, зварювальні, енергетичні та ін.
5. За фізичним середовищем передавання: із симетричним кабелем, із витою парою, з коаксіальним кабелем; з волоконно-оптичним кабелем, з інфрачервоним каналом, із НВЧ (мікрохвильовим) каналом, з бездротовим каналом, з акустичним каналом.
6. За сферою застосування: офісні, промислові, фірмові, побутові, приватні, загальнодоступні, розвідувальні, космічні та ін.
7. За кількістю елементів: малі, складні, ультраскладні, суперсистеми.

8. За можливостями задоволення запитів споживача: неінтелектуальні, інтелектуальні.

9. За видом технології виготовлення: хімічна, електронно-іонна, лазерна та ін.

10. За складністю технології виготовлення, конструктивною складністю, складністю виконуваних функцій. За складністю експлуатації можна виділити дуже прості, прості, складні, дуже складні, особливо складні ЕС.

11. За ступенем стандартизації.

12. За використовуваними матеріалами.

13. За ступенем оригінальності конструкції, патентній чистоті.

14. За витратами на реалізацію всього життєвого циклу ЕС або окремих його етапів.

15. За способом проектування ЕС: неавтоматизоване, автоматизоване, автоматичне.

16. За комплексом архітектурних рішень, що виражається у фірмовій назві: Ethernet, Fast Ethernet, Token Ring, Arcnet, 100VG-Any LAN, Textronics і т.д.

17. За розмірами (габаритами), займаною площею.

18. За масою.

19. За надійністю.

20. За типом виробництва: одиничне, серійне, масове.

21. За видом перетворення: інформаційні, енергетичні, технологічні.

22. За параметрами:

– швидкодія, що характеризує швидкість роботи ЕС. Наприклад, швидкодія процесора характеризують кількістю елементарних операцій, виконуваних у секунду (його тактовою частотою, довжиною машинного слова, часом доступу до пам'яті, наявністю кеш-пам'яті, системою команд, пропускною здатністю шини, швидкістю обміну з жорстким диском, часом обробки еталонних тестів). Швидкодія принтера – кількістю знаків, що друкують у секунду, швидкодія осцилографа визначається тривалістю переднього фронту імпульсу, осцилограма якого може бути виведена на екран індикатора, що може бути перерахованою у смугу пропускання приладу. За

швидкодією розрізняють супер-ЕОМ, для розв'язання великомасштабних обчислювальних завдань, обслуговування обчислювальних пунктів даних, – великі ЕОМ для відомчих, територіальних обчислювальних центрів, – персональні ЕОМ широкого призначення, для розв'язання наукових і технічних завдань, керування технологічними процесами, для використання як мережних серверів, встроювані мікропроцесори для автоматизації окремих ділянок виробництва;

- чутливість – відношення збільшення вихідного сигналу до мінімального, порогового значення вхідного сигналу: надвисока, висока, середня, низька, наднизька;

- роздільна здатність, що характеризує, наприклад, в ЕС перетворення зображень здатність формувати роздільні, розрізнявальні за часом сигнали, що відповідають зображенню двох близьких один до одного точок об'єкта. Найменша лінійна або кутова відстань між двома точками, починаючи з якої їхні сигнали перестають бути помітними, називається границею роздільної здатності. Так, наприклад, у телевізійних ЕС можна виділити: надвисока роздільна здатність – 10^4 ліній на розмір екрана, висока – 10^3 , середня – 625, низька – 128, наднизька – 16, супернизька – 8;

- похибка, %: супервисока точність – 10^{-3} , надвисока точність – 10^{-2} , висока точність – 10^{-1} , середня точність, низька точність, – 10^1 .

- смуга частот: надвузькосмужна, вузькосмужна, широкосмужна, надширокосмужна;

- лінійність характеристик: надлінійна, лінійна, нелінійна, з гістерезисом;

- час відгуку: надмалий, малий, середній, великий;

- пропускна здатність: низька – до сотень кбіт/с, середня – 0.5-20 Мбіт/с, висока – більше 10 Мбіт/с, надвисока – більше 100 Мбіт/с, ультрависока – більше 1 Гбіт/с, надультрависока – більше 1 Тбіт/с;

- розмір (займана площа): мілі-ЕС – з лінійним розміром у міліметри, санти- ЕС – з лінійним розміром у сантиметри, деци- ЕС – з лінійним розміром у дециметри, метри- ЕС – з лінійним розміром у метри, LAN –

локальна мережа, що займає офіс, поверх, будинок, CAN – кампусна мережа, що поєднує значно віддалені вузли або локальні мережі і не потребує віддалених комунікацій через телефонні лінії або модеми, сюди ж відноситься радіолокаційна система з декількох радіолокаторів й ін., WAN – широкомасштабна мережа, що використовує віддалені мости й маршрутизатори з невисокими швидкостями передачі, GAN – глобальна міжнародна, міжконтинентальна мережа, що обслуговує великі географічні райони;

– типи вузлів мережі: персональні, міні, великі комп'ютери або мережі. Мережі загального призначення будуються з персональних комп'ютерів. Базова мережа кампусної мережі як вузли має невеликі мережі. Співвідношення вузлів: – однорангові, невеликі мережі, де кожен вузол може бути клієнтом або сервером, – розподілені або децентралізовані, де сервером є ЕОМ, програма або пристрій, що забезпечує сервіс, а не керування мережею, – мережі із централізованим керуванням або засновані на сервері, що дає іншим вузлам права використання ресурсів.

23. За структурою ЕС, що визначається як сукупність стійких зв'язків між окремими її компонентами: підсистемами, блоками, елементами, що забезпечують їхню взаємодію, а також цілісність, стійкість, тотожність ЕС самої собі при різних внутрішніх і зовнішніх впливах і змінюваннях.

Класифікувати ЕС за структурою можна в такий спосіб:

– за відсутністю або наявністю зворотного зв'язку і його характеру, де розрізняють: – **розімкнуті**, без зворотного зв'язку, – **замкнуті**, зі зворотним зв'язком, де вихідний сигнал повністю або частково надходить на вхід ЕС, підсумується із вхідним сигналом (позитивний зворотний зв'язок) або віднімається з нього (негативний зворотний зв'язок) і змінює її параметри й характеристики;

– за способом з'єднання блоків і підсистем: послідовні, паралельні, скануючі (розгортувальні): з порядковим, покадровим, комбінованим скануванням, однорангові, комбіновані, шинні, кільцеві, зіркові, комутовані,

ієрархічні;

- за кількістю рівнів ієрархії, що характеризують детальність опису властивостей ЕС й її компонентів;

- за принципами керування й підпорядкованості: централізовані – з керуванням, контролем і координацією з одного центра або процесора, децентралізовані – з керуванням з декількох центрів, змішані. ЕС називається **централізованою**, якщо завдання елементам нижнього рівня видаються лише одним елементом більш високого рівня. У **децентралізованій** ЕС функції керування розподілені між її елементами, рішення якими приймаються незалежно й не коректуються на більш високому рівні. Інтерес до децентралізованих ЕС зростає. У змішаних ЕС керування деякими функціями або етапами їхнього виконання відбувається централізовано, а іншими – децентралізовано. Перерозподіл функцій керування здійснюється на протязі самого процесу, виходячи з ситуації, що склалася.

24. За призначенням ЕС діляться на універсальні й спеціалізовані. Універсальні ЕС призначені для розв’язання різних завдань. Спеціалізовані ЕС використовуються для розв’язання завдань вузького класу. Спеціалізація ЕС досягається різними методами. Алгоритм, структура ЕС може бути зорієнтована на розв’язання специфічних завдань, що може досягатися включенням у її склад спеціального устаткування. Наприклад, звичайний осцилограф можна перетворити в стробоскопічний, вставивши в нього блок стробоскопічного перетворення, що дозволяє досліджувати періодичні сигнали наносекундної тривалості.

25. За типом ЕС можна підрозділити на **багатомашинні** й **багатопроесорні ЕС**. У багатомашинній ЕС підвищення продуктивності й надійності досягається за рахунок використання комплексу ЕС, об’єднаних у єдину мережу. Прикладом може служити використання десяти систем масштабно-часового перетворення для введення в ЕОМ й аналізу короткочасних імпульсних сигналів, що вимірюються у різних місцях ядерного реактора, ЕОМ може використовуватися одна для всіх місць реактора, або

своя в кожному аналізованому місці. У багатопроцесорній ЕС комплектуються декілька процесорів. Загальним ресурсом є загальна оперативна пам'ять (**ЗОП**). Паралельна робота процесорів і використання ЗОП забезпечується керуванням від загальної операційної системи. Недоліками такої ЕС є використання ресурсів загальної оперативної пам'яті, через що виникають конфліктні ситуації, черги, а також проблема комутації споживачів і забезпечення їхнього доступу до ЗОП.

26. За ступенем **територіального розміщення** ЕС, підсистем, модулів можна виділити **суміщені (зосереджені) і розподілені** системи.

27. За принципом **закріплення функцій керування** за окремими блоками ЕС розрізняють системи із жорстким і плаваючим закріпленням функцій.

28. За архітектурою ЕС – сукупністю характеристик і параметрів, що визначають її функціонально-логічну й структурну організацію:

- **одиначний потік команд – одиначний потік даних (ОКОД)** охоплює всі класичні структури, однопроцесорні й одномашинні варіанти ЕС, мають один обчислювач, паралелізм обчислень забезпечується об'єднанням виконання операцій окремими блоками арифметичного логічного пристрою й паралельною роботою процесора й пристроїв введення-виведення;

- **одиначний потік команд, інструкцій – множинний потік даних (ОКМД)** будується на створенні структур векторної й матричної обробки. Системи цього типу є однорідними, коли процесорні елементи, що входять у систему, ідентичні й усі керуються однією послідовністю команд. Кожен процесор формує свій потік даних. З'єднання між процесорами відповідають реалізованим математичним залежностям. Ці зв'язки нагадують матрицю, а структури утворюють спеціалізовані супер-ЕОМ;

- **множинний потік команд – одиначний потік даних (МКОД)** забезпечує створення процесорного конвеєра, у якому результати обробки передаються від одного процесора до іншого по ланцюгу, що забезпечує об'єднання операцій і паралельну роботу різних функціональних блоків;

— множинний потік команд — множинний потік даних (**МКМД**) заснований на роботі всіх процесорів по своїх програмах із власним потоком команд. Процесори можуть бути автономні й незалежні, а також працювати узгоджено, коли кожен процесор вирішує частину загального завдання.

29. За набором протоколів — протокольний стек: мережі TCP/IP, мережі Token-Ring, мережі FDDI, мережі Fast Ethernet, мережі Gigabit Ethernet і т.д.

Класифікацію ЕС можна продовжити.

1.4. Проектування

1. Проектування ЕС складається з проведення комплексу робіт з перетворення алгоритму її початкового опису в робочий, кінцевий опис, отриманий у результаті досліджень, розрахунків, конструювання, достатнього для виготовлення й реалізації в заданих умовах. Такий опис є комплектом конструкторської й технологічної документації у вигляді креслень, специфікацій, інструкцій, програм для технологічних автоматичних установок. Початковий опис є технічним завданням на ЕС [15, 16, 65, 66].

2. Розрахункові методи проектування ЕС без ЕОМ — мають меншу точність, гнучкість, швидкодію, вимагають обов'язкової експериментальної перевірки, макетування, тобто фізичного моделювання, що підвищує вартість розробки ЕС, збільшує строки проектування.

3. Електронною системою автоматизованого проектування ЕС називається організаційно-технічна система, що складається з комплексу засобів автоматизації проектування, взаємозв'язаного з комплексом підрозділів проектної організації, і виконуюча автоматизоване проектування. САПР характеризується систематичною взаємодією людини-розроблювача високої кваліфікації й ЕОМ. САПР прискорює розробку ЕС, підвищує її якість, надійність [65]. Для САПР складної ЕС дуже важливо раціонально поєднувати

її аналітичну розробку, у процесі якої складаються диференціальні рівняння, що описують поведінку ЕС у заданих граничних умовах, і розв'язування рівнянь числовими методами за допомогою ЕОМ, що дає можливість визначити оптимальні характеристики, вибирати матеріали, розробляти конструкції й т.д., у деяких випадках з експериментальною перевіркою результатів проектування, проведених із заданою точністю, й співставленням результатів.

Такий підхід будемо називати **теоретико-експериментальним**, що поєднує теоретичні й експериментальні процедури. Особливістю такого підходу є те, що теоретичну частину розробляє й виконує досвідчений інженер-розроблювач, активно взаємодіючий із САПР, а експериментальну процедуру тестування результатів розробки, перевірки точності й співставлення результатів – виконує інженер-дослідник за допомогою експериментальної установки. Характерною рисою методу є побудова моделей ЕС не чисто теоретично, а за допомогою замикання теоретичного дослідження через експеримент й ідентифікацію. Участь людини в проектуванні й застосуванні сучасних ЕС необхідна в тих випадках, коли виникають непередбачені ситуації, потрібна підвищена надійність, ЕС призначена для роботи в різних режимах, а також при високому рівні необхідної адаптації керуючої частини ЕС. Людина-оператор, у силу своєї біологічної природи й високого рівня розвитку інтелекту, має широкі можливості адаптації до зовнішніх умов і легко перебудовується, приймаючи необхідні оптимальні рішення. Сама ЕС має менше можливостей до адаптації, ніж кваліфікована людина-оператор. Тому потрібно розумно вибирати вимоги до людини-оператора й ЕС. Формалізація процедури розподілу функцій між людиною й ЕС можлива, якщо є інформація про здатність людини працювати з даною ЕС у найкращому її режимі.

Процедура **розподілу функцій між людиною й ЕОМ неоднозначна**. Тому в рамках однієї алгоритмічної структури виникає спектр ергатичних реалізацій, що залежать від можливостей людини й ЕС. Проектування ЕС за

допомогою САПР здійснюється за допомогою її підсистеми, що проектує, виконує проектні процедури й операції.

Таким чином, САПР об'єднує творчі зусилля колективу проектувальників з можливостями математичних методів й ЕОМ при послідовному виконанні всіх етапів проектування із застосуванням сучасних засобів програмного й інформаційного забезпечення для прискорення й поліпшення якості проектних робіт і скорочення їхніх строків. Це досягається в результаті: – удосконалювання процесу проектування; – застосування математичних моделей, що дають найкращі результати; – комплексної оптимізації прийнятих проектних рішень; – поліпшення інформаційного забезпечення САПР; – удосконалювання технічного забезпечення; – автоматизації трудомістких і рутинних робіт; – поєднання САПР із тестуванням результатів розробок у тих випадках, коли це дає позитивний ефект; – частковій заміні макетування й натурних випробувань математичним моделюванням. Потрібно враховувати, що застосування САПР дозволяє поліпшити робочі показники ЕС у середньому на 15-50%, зменшити матеріалоємність конструкцій на 10-20%, скоротити строки проектування в 2-10 разів у порівнянні із традиційними способами ведення проектних робіт.

САПР ЕС сама є складною організаційно-технічною системою, у складі якої можна виділити основні структурні ланки-підсистеми, призначені для одержання проектних рішень і відповідних проектних документів. САПР поєднує підсистеми засобів забезпечення відповідно до їх призначення. Розрізняють об'єктно-орієнтовані й об'єктно-незалежні, тобто інваріантні підсистеми САПР. Клас проектованих ЕС визначає склад засобів забезпечення об'єктних підсистем САПР. Як приклад можна привести антенну підсистему радіолокатора, блок рентгенівської трубки в діагностичному комплексі й т.д. Кожна з перерахованих підсистем не дозволить проектувальникові одержати раціональні проектні рішення, якщо не будуть ураховуватися особливості математичного й графічного опису

саме даного класу об'єктів, врахований досвід їхнього проектування, особливості технології виготовлення. З іншого боку, бажано забезпечити максимальну універсальність об'єктних підсистем при створенні однотипних об'єктів, що дозволяє мінімізувати дублювання дорогих робіт з їхнього створення.

Проектна процедура – це частина процесу проектування, що закінчується одержанням проектного рішення. Прикладом проектної процедури може служити структурний або параметричний синтез блоку розгортки в осцилографічній ЕС. Доцільність застосування САПР для проектування ЕС, наприклад, осцилографа – важлива відмітна риса ЕС.

4. САПР має ряд **забезпечень**, без яких вона не функціонує [14, 65, 66]:

- **методичне**, у яке входять документи, що визначають принципи роботи, структуру, теорію, математичні моделі, методи числового розв'язку алгебраїчних і диференціальних рівнянь, методи оптимізації й розв'язання екстремальних завдань, алгоритми, термінологію, нормативи, стандарти й інші дані, що забезпечують методологію проектування ЕС за допомогою САПР;

- **програмне забезпечення** – сукупність машинних програм і програмної документації, необхідних для САПР, представлених у формі, що враховує особливості засобів обчислювальної техніки. Воно поєднує власне програми для систем обробки даних на ЕОМ – програмну документацію, необхідну для побудови програм. Воно ділиться на загальносистемне, базове, прикладне. **Загальносистемне** – для організації функціонування технічних засобів, тобто для планування й керування обчислювальним процесом, розподілу наявних ресурсів. Воно представлено операційними системами використовуваних ЕОМ й обчислювальних засобів. **Базове** складається із програм, що забезпечують правильне функціонування прикладних програм. **Прикладне** реалізує математичне забезпечення для безпосереднього виконання проектних процедур на ЕОМ. Воно має форму **пакетів прикладних програм**, кожний з яких обслуговує певний етап

процесу проектування. При складанні програм використовуються технології їхньої розробки, спрямовані на зменшення складності завдань програмування і його вартості, реалізації програм на базі стандартизованих модулів, забезпечення чіткості і ясності логічних операцій, підвищення його надійності.

– **інформаційне забезпечення** включає сукупність відомостей, необхідних для функціонування САПР і представлених у необхідній формі про уніфіковані математичні моделі, сукупність типових проектних рішень, числових значеннях параметрів й інших відомостей довідкового характеру, а також засобу ведення відповідного інформаційного фонду для виконання машинного проектування. Інформація представлена у вигляді документів на різних носіях, або перебуває у запам'ятовувальному пристрою ЕОМ, яка відноситься до матеріалів, комплектуючих виробів, типових проектних рішень, параметрів елементів. Інформаційне забезпечення концентрує досвід проектування даного класу ЕС. Ця інформація містить необхідні довідкові дані, зберігає опис проектованої ЕС, полегшує передавання даних при переході від етапу до етапу проектування. Складові частини інформаційного забезпечення наступні: **банк даних** – сукупність засобів для централізованого накопичення й колективного використання даних САПР. Банк даних складається з: **бази даних; самих даних**, що перебувають у запам'ятовувальному пристрою ЕОМ і розташованих по прийнятим у даній системі правилам; **системи керування базою даних**; сукупності програмних засобів, що забезпечують функціонування банку даних, запис даних у цей банк, їхню вибірку по запитах користувачів; прикладних програм для захисту даних від спотворень і несанкціонованого доступу;

– **технічне** – сукупність взаємозалежних і взаємодіючих засобів обчислювальної й організаційної техніки, призначених для виконання автоматизованого проектування: ЕОМ, периферія, автоматизовані робочі місця, технологічні установки, канали зв'язку, мережні пристрої;

– **лінгвістичне** – визначає сукупність мов, застосовуваних для опису

процедур автоматизованого проектування ЕС і проблем прийняття проектних рішень. Лінгвістичне забезпечення базується на мовах спілкування людини з ЕОМ;

– **організаційне** – регламентує взаємодію підрозділів проектної організації з комплексом засобів автоматизації проектування й включає документи: положення, інструкції, накази, штатний розклад, кваліфікаційні вимоги й т.д., і визначає організаційну структуру підрозділів проектної організації, а також взаємодію підрозділів з комплексом засобів автоматизації проектування;

– **метрологічне** – задає методики, апаратуру, одержує й вводить в ЕОМ результати статичних і динамічних вимірювань у спроектованій і виготовленій ЕС при її атестації й ідентифікації, визначає похибку вимірювань і задає клас точності. Ідентифікація-встановлення відповідності між об'єктом – ЕС, представленим деякою сукупністю експериментальних даних про її властивості, і одним з описів, обраним із заданої множини описів – моделей. Розрізняють ідентифікацію структурну й параметричну. У першому випадку вибирається структура моделі, у другому – припустима область у просторі внутрішніх параметрів моделі;

– **технологічне** – визначає сукупність документів і карт, що задають режими технологічного устаткування при виготовленні ЕС й її складових частин, також саме технологічне устаткування;

– **конструкторське** – сукупність машинних програм, що забезпечують конструювання ЕС й її складових частин, які включають набори типових рішень, представлених у вигляді модулів.

Автоматизоване проектування ЕС має оптимізаційний характер і часто включає типовий набір алгоритмів і параметрів ЕС, які забезпечують максимум функціонала якості цієї ЕС.

5. Відмітною ознакою САПР ЕС є **розбивка проектування на етапи** [65]. Так, для осцилографічної ЕС виділяють етапи проектування компонентів, наприклад, електронно-променевих приладів і системи їхнього керування,

перемикачів, проектування схемотехнічного, наприклад, блоків: підсилювача вертикального відхилення, розгортки, синхронізації й ін., проектування функціонального, логічного, топологічного, конструкторського, технологічного. Складові частини процесу проектування ЕС називаються проектними процедурами, кожна з яких завершується **проектним рішенням**. Більш дрібні частини процесу проектування називаються **проектними операціями**. Багатоаспектність ЕС полягає в тому, що її декомпозиція по характеру опису складових частин дозволяє виділити ряд етапів її проектування. Зупинимось на трьох етапах: функціональному, конструкторському, технологічному.

Функціональне проектування пов'язане з визначенням принципів функціонування ЕС, розробкою її функціональних і принципових схем відповідно до вимог технічного завдання. **Конструкторське** проектування пов'язане з конструкторським втіленням ЕС й окремих її підсистем, блоків, з визначенням їхніх геометричних форм, взаємним розташуванням у просторі, тобто із втіленням результатів функціонального проектування у вигляді інженерних рішень. **Технологічне** проектування спрямоване на реалізацію результатів конструкторського проектування й пов'язане з описом методів і технологічних процесів виготовлення ЕС й її блоків.

Розподіл проектування на рівні. Етап функціонального проектування ЕС по ступеню повноти й детальності опису реальних процесів, що відбуваються, можна розділити на три рівні, для кожного з яких використовується свій математичний апарат [65]. **Вищий** – системний або інформаційний рівень, **середній** – макрорівень, **нижчий** – мікрорівень, серед яких можна виділити підрівні.

На **мікрорівні**, який відповідає елементній базі, порівняно невеликі елементи проектованої ЕС (діоди, транзистори, малі ділянки інтегральних схем, клістри, магнетрони, електронно-променеві прилади, індикаторні панелі й ін.) описуються найбільш детально, а відповідні йому математичні моделі будуються з урахуванням фізичних процесів, розподіленості

параметрів, топології, матеріалів, конструкції, із залученням висококваліфікованих вузькоспеціалізованих фахівців. Тут використовуються такі поняття, як схемний елемент – прилад або декілька приладів, що виконують єдину функцію, або функціональна ланка, що містить один або декілька активних приладів з відповідними допоміжними елементами, що забезпечують їхній електричний режим. Ланки виконують функції по формуванню або перетворенню електромагнітних полів, сигналів-носіїв або інформаційних процесів. З набору різних функціональних ланок можна скласти функціональні схеми широкого класу електронних пристроїв, елементів електронних каналів й електронних систем. Математичні моделі на цьому рівні представлені диференціальними рівняннями в часткових похідних. Параметрами моделей служать діелектричні проникності матеріалів, концентрації домішок, геометричні розміри елементарних ділянок структури, коефіцієнти теплопровідності й т.д.

На **макрорівні** використовується мова, що дозволяє описувати істотно більш складні об'єкти, за рахунок відмови від характерного для мікрорівня детальності опису процесів, конструкцій і т. д. На макрорівні приймаються допущення й ступінь наближення, що дозволяють будувати моделі із зосередженими параметрами. Тут використовуються системи звичайних диференціальних, інтегро-диференціальних, алгебраїчних рівнянь. Для побудови моделей на макрорівні використовуються результати моделювання компонентів пристроїв на мікрорівні. Параметрами моделей макрорівня є неперервні величини: R , C , L , час релаксації, смуга пропускання, чутливість і т.д. Тут використовуються такі поняття, як **електронний пристрій**. Він виконує функції по формуванню або обробці сигналів, наприклад, багатокаскадне підсилення аналогового сигналу, перетворення аналогового повідомлення в цифровий сигнал, перетворення прийнятого електричного сигналу в повідомлення й т.д. Математичне моделювання, наприклад, електронного каналу на рівні електронних пристроїв дозволяє сформулювати вимоги до його параметрів, за якими можна реалізувати

задані показники проектованого каналу зв'язку. Сукупність електронних пристроїв, які в рамках електронної системи вирішують завдання передавання, приймання, добування інформації називають електронним каналом в ЕС. До складу електронного каналу входить також середовище розповсюдження або перенесення сигналів, наприклад, волоконно-оптичний кабель, вода й т.д.

На **системному рівні** моделюються надскладні об'єкти типу ЕОМ, РЛС, система мобільного зв'язку, електронний мікроскоп та ін., або сукупність РЛС, ЕОМ, і т.д. Опис таких об'єктів на мікро або на макрорівні представляє істотні труднощі через велику складність їхніх моделей. На системному рівні об'єкт проектування представляється мовою алгебри логіки, теорії кінцевих автоматів, теорії масового обслуговування.

6. Аспекти проектування. При більш докладному описі властивостей ЕС її розбивають на підсистеми, кожен з яких розглядають у різних **аспектах**. Наприклад, в аспекті фізичних основ явищ, що лежать в основі функціонування елементної бази ЕС, функціональний аспект можна розділити на: електричний, електромагнітний, хімічний, тепловий й ін. Усередині кожного із цих аспектів можливе виділення своїх ієрархічних рівнів. Так, функціональний аспект опису ЕС містить у собі наступні ієрархічні рівні: принципів, функціональних, структурних схем. Конструкторському аспекту опису ЕС властива своя ієрархія рівнів, у якій виділяють рівні типових елементів: каркасів, екранів, вентиляційних проміжків, панелей, рам, стійок і т.д.

7. Низхідне й висхідне проектування відрізняються вибором рівня, з якого починається розробка ЕС. Низхідним (зверху вниз) називається проектування, що починається з найбільш високого ієрархічного рівня ЕС, на який задане технічне завдання, з наступним переходом на проектування більш низьких рівнів.

Наприклад, проектування осцилографічної системи загалом, потім – одиничного осцилографа, після чого – блоків: підсилювача вертикального

відхилення, розгортки і т.д., аж до елементної бази, наприклад, електронно-променевого приладу, проектування якого також можна розбити на етапи: проектування люмінофора, прискорювальної системи, відхильної системи, прожектора, що також можна проектувати поетапно: катод, модулятор, перший анод, другий анод, прискорювальний електрод і т. д. Доцільним є використання бібліотек стандартних функціональних вузлів, призначених для різних величин і форм струмів, частотних діапазонів, коефіцієнтів підсилення й т. д.

Низхідне проектування ЕС здійснюється, коли її елементна база, що перебуває на одному з нижчих ієрархічних рівнів, ще не визначена, а параметри й характеристики ще не встановлені. При такому проектуванні переходимо від найвищого ієрархічного рівня до нижнього. На більш високому рівні формуються вимоги до характеристик компонентів на більш низькому рівні. При переході до нижніх рівнів модель часто ускладнюється, враховуються більш складні фізичні процеси, зворотні зв'язки й т.д., якими нехтують на більш високому рівні.

Висхідне проектування («знизу вверх») починається з нижчих ієрархічних рівнів і закінчується вищими, елементи ЕС проектуються раніше, ніж її структура й ЕС у цілому. Результати розрахунку на кожному рівні, крім самого верхнього, будуть початковими даними для розрахунку на наступному, більш високому рівні. Результат проектування всієї ЕС отримується після розрахунку на найвищому рівні. Чим нижчий рівень, тим більш детальна, докладна модель, але масштаб її менший. Як при низхідному, так і при висхідному проектуванні мають місце відхилення від оптимальних технічних характеристик ЕС. Ці відхилення неминучі при блочно-ієрархічному підході до проектування ЕС. Для наближення до оптимуму (найкращого результату) часто необхідно повторювати процес проектування, який має ітераційний характер. Особливо на початкових стадіях проектування.

При використанні САПР для проектування ЕС часто об'єднують

висхідне й низхідне проектування. Доцільно висхідне проектування використовувати на тих ієрархічних рівнях, де використовуються уніфіковані елементи, тому що вони орієнтуються на застосування в декількох різних системах певного класу й розробляються раніше, ніж сама ЕС цього класу.

Зовнішнє й внутрішнє проектування [65] по черзі застосовуються на початкових стадіях розробки ЕС, коли має місце ітераційний процес.

Розробка ТЗ на систему вищого ієрархічного рівня або на уніфіковану систему елементів, призначену для багатьох застосувань, є самостійним етапом проектування й називається **зовнішнім** проектуванням. Зовнішнє проектування засноване на правильному врахуванні сучасного рівня технічного розвитку, можливостей технології, прогнозі їхнього розвитку на період, більший життєвого циклу ЕС, прогнозі вартості, строків проектування й виготовлення.

Етапи автоматизованого проектування по сформульованим ТЗ називаються **внутрішнім** проектуванням. Оцінку виконання сформульованого ТЗ, рекомендації з його коректування, а також проектування по розробленому ТЗ роблять на етапах внутрішнього проектування.

Таким чином, на початкових стадіях проектування складних ЕС, відбувається **ітераційний процес** і по черзі виконуються процедури зовнішнього й внутрішнього проектування, що входять у життєвий цикл ЕС. Основними структурними ланками САПР є підсистеми – частини САПР, що забезпечують одержання закінчених проектних рішень і відповідних проектних документів. У середині підсистем виділяють структурні елементи-компоненти САПР, які є елементами засобів забезпечення, що виконують певні функції у підсистемі.

8. Типові проектні процедури САПР ЕС: аналіз, синтез, оптимізація [16, 22, 23]. Проектна процедура ЕС називається типовою, якщо вона призначена для багаторазового застосування при проектуванні ЕС багатьох типів.

Аналіз ЕС – це дослідження з вивчення вже обраної її внутрішньої структури, закономірностей поведінки або зовнішніх характеристик – проявів її властивостей. Аналіз можна розглядати як проектну процедуру одержання інформації про властивості ЕС. При аналізі ЕС обчислюється вектор початкових параметрів за заданим значенням всіх інших змінних і при фіксованій функціонально-структурній моделі. Методи розв’язання завдань аналізу ЕС визначаються оператором F , що задає її математичну модель. Оператор F звичайно заданий у неявній формі й визначається розв’язком числовими методами систем алгебраїчних, диференціальних або змішаних рівнянь [16, 65, 66]. Так, у частотній області одержують частотні характеристики, а по них – граничні частоти, у часовій – перехідні, а по них – час наростання й т.д.

Одноваріантний аналіз полягає в однократному зверненні до математичної моделі ЕС, **багатоваріантний** зводиться до багаторазового виконання одноваріантного аналізу й при варіюванні значень внутрішніх або зовнішніх параметрів. Типовими різновидами багатоваріантного аналізу є аналіз чутливості ЕС і статистичний аналіз. Аналіз чутливості має на меті визначення коефіцієнтів чутливості вихідних параметрів до змінювання вхідних.

Початковими описами проєктованих ЕС є ТЗ на їхнє проєктування. У цих описах фігурують величини, названі технічним вимогами до вихідних параметрів y_j . **Технічні вимоги** утворюють вектор $TB = (TB_1, TB_2, \dots, TB_r)$, де величини TB_j є границями припустимих діапазонів змінювання вихідних параметрів y_j . Необхідні співвідношення між y_j і TB називають умовами працездатності або функціональних обмежень. Вони дозволяють визначити правильність оцінки функціонування ЕС, виходячи із цілей проєктування й виконання ЕС свого призначення. Вони мають вигляд односторонніх: $y_j < TB_j$, $y_j > TB_j$ або двосторонніх обмежень: $TB_j < y_j < TB_k$. Друга група обмежень накладається на вихідні параметри, що характеризують якість ЕС.

Синтез ЕС – це поєднання окремих її складових частин у єдине ціле,

що закінчується одержанням нових описів проектованої системи, які максимізують критерій якості її функціонування. При синтезі створюється, а при аналізі оцінюються параметри й характеристики проектованої ЕС. Алгоритмічно синтез – найбільш складна процедура проектування ЕС. Розрізняють синтез структурний і параметричний [62].

При **структурному синтезі** за відомими вхідними і вихідними сигналами визначається структура всієї системи або її підсистем, що визначає її елементний склад і зв'язки між ними. При синтезі ЕС буває відома загальна структурна схема всієї системи з повністю або частково відомими рівняннями її окремих ланок. У цьому випадку завдання синтезу ЕС спрощується. На початку синтезується структурна схема ЕС, перевіряється її відповідність сформульованому ТЗ, потім синтезуються функціональні схеми окремих блоків структурної схеми, перевіряється відповідність функціональної й структурної схем і т.д.

Синтез оптимальної структури ЕС у загальному вигляді аналітичними методами затруднений. Тому часто доцільно відмовитися від побудови оптимальної структури ЕС, і визначити її раціональну структуру. Раціонально побудована ЕС часто має ієрархічну структуру, причому вузли системи одного рівня можна розбити на групи, у яких вони ідентичні. В окремих випадках доцільним є розв'язок часткових завдань синтезу **оптимальної структури** ЕС, таких, як визначення оптимального розподілу функцій покладених на дану ЕС.

При **параметричному синтезі** визначаються числові значення параметрів елементів ЕС при заданій її структурі й умовах працездатності, а вихідні параметри задовольняють умовам технічного завдання на систему. Звичайно мова йде про оптимальний параметричний синтез ЕС, тому що вектор параметрів проектування вибирається не тільки виходячи з умов правильного функціонування ЕС, але й з умов забезпечення оптимальності за прийнятими критеріями якості. Завдання оптимального параметричного синтезу є завданням параметричної оптимізації, тобто завданням

оптимального проектування. Відзначимо, що завдання оптимального параметричного синтезу засноване на розв'язанні великої кількості завдань аналізу при різних пробних значеннях параметрів елементів проектованої ЕС. Кількість необхідних актів аналізу оцінюється так: $(100-200)n$, де n – кількість змінних параметрів [62].

Оптимальне проектування ЕС [15, 16, 22, 23] виконується з урахуванням наявних обмежень. Компоненти вектора керованих параметрів мають прямі обмеження: $a_i \leq x_i \leq b_i$, де $[a_i b_i]$ – заданий допустимий інтервал змінювання параметра x_i . **Прямі обмеження** часто бувають викликані причинами, пов'язаними з умовами фізичної й практичної реалізації або впливають із технологічних можливостей виробництва, які визначають гранично допустимі значення керованих параметрів. На вихідні параметри ЕС накладаються два типи обмежень.

Функціональні обмеження містять у собі умови працездатності, що мають вирішальне значення при оцінці правильності функціонування ЕС, виходячи із цілей її проектування, а також виконання нею свого функціонального призначення. Ці обмеження задаються у вигляді нерівностей і рівностей: $y_i \leq t_i$, $y_i \geq t_i$, $y_k = t_k$, де t_i , t_k – задані числові параметри, що мають зміст часткових критеріїв оптимальності, що характеризують якість проектованої ЕС. Наприклад, коефіцієнт зворотного зв'язку в схемі генератора мірних імпульсів в ЕС радіолокатора або прецизійного вимірювача часових інтервалів повинен бути більше критичного значення.

Якісні обмеження накладаються на вихідні параметри, мають сенс часткових критеріїв оптимальності й характеризують якість проектування. Ці часткові критерії відображають невизначеність цілей, що має місце при проектуванні складної ЕС. Кожний із критеріальних вихідних параметрів мінімізують або максимізують:

$$y_i \xrightarrow{x} \max, \quad y_i \xrightarrow{x} \min. \quad (1-26)$$

При складанні ТЗ на ЕС й її проектуванні вимоги (1-26) можуть змінитися або доповнитися за допомогою критеріальних обмежень:

$$y_i \geq t_i, \quad y_j \leq t_j. \quad (1-27)$$

Прикладами критеріальних обмежень є обмеження на вагу, габарити, швидкодію, похибку, завадостійкість ЕС і т.д. Співвідношення (1-26), (1-27) не виключають, а взаємно доповнюють один одного. Оптимізаційне завдання (1-26) вирішується з урахуванням обмежень (1-27).

Критеріальні обмеження відображають прагнення одержати оптимальну або близьку до оптимальної конструкцію серед ЕС, яка правильно функціонує, тобто задовольняє функціональним обмеженням. Критеріальні обмеження – менш жорсткі, чим функціональні. Крім того, грань між критеріальними й функціональними обмеженнями умовна й залежить від методів і засобів проектування. На критеріальні вихідні параметри можуть накладатися функціональні обмеження. Наприклад, вимоги по вазі й габаритам. Перелік прямих, функціональних і критеріальних обмежень створює основну частину ТЗ на розробку ЕС. Відзначимо, що в ТЗ указуються умови роботи ЕС, які формуються як обмеження на припустимі діапазони змінювання проекцій вектора зовнішніх параметрів на його координатні осі.

9. Проектні процедури [65] на одному з етапів низхідного проектування представлені на рис. 1-50. На попередньому етапі вирішувалися завдання К+1-го ієрархічного рівня. Одним з результатів низхідного проектування на К+1-му етапі є 1 – формулювання ТЗ на проектування системи К-го рівня. Проектування ЕС починається з 2 – синтезу – формування опису початкового варіанта її структури.

Для оцінки цього варіанта створюється 3 – модель, математична для автоматизованого проектування, експериментальна або стендова для неавтоматизованого проектування. Іноді точність математичної моделі перевіряють стендовими випробуваннями. Після 4 – вибору початкових значень параметрів елементів проводиться 5 – аналіз варіанта, за

результатами якого здійснюється його оцінка й ідентифікація – 6, у процесі якої перевіряється виконання умов працездатності, сформульованих у ТЗ. Якщо умови працездатності 8 виконуються достатньо повно – “Так”, то отримане проектне рішення приймається, розроблювальний К-ий рівень 9 описується в прийнятій формі, відбувається оформлення документації й формулюється ТЗ на розробку наступного, К-1-го рівня.

Однак, можливий варіант, коли отримане проектне рішення 11 – не задовольняє вимогам ТЗ, – «Ні». У цьому випадку вибирається один з варіантів поліпшення проекту. Перший варіант – найпростіший – змінити числові значення параметрів елементів ЕС. Сукупність процедур такої модифікації – змінювання числових значень параметрів елементів ЕС – 13, аналізу – 5 й оцінки результатів аналізу й ідентифікації, що є процедурою параметричного синтезу – 14. Якщо перетворення числових значень параметрів елементів ЕС підлягають пошуку найкращого значення показника якості ЕС, то процедура параметричного синтезу є процедурою оптимізації. Можливий варіант, коли за допомогою параметричного синтезу – 14 не вдається домогтися необхідного ступеня виконання умов працездатності. У цьому випадку 15- синтезується новий варіант структури, тобто проводиться структурний синтез – 16. Для цього повторюються процедури формування моделі 3 і параметричний синтези – 14. Якщо й цей варіант проектування не дає прийнятного рішення, то необхідно порушити питання про коректування ТЗ, сформульованому на попередньому етапі проектування – 17. Таке коректування може вимагати повторного виконання ряду проектних процедур К-го ієрархічного рівня, що й спричиняє ітераційний характер проектування. Ітерація – повторне виконання процесу проектування над результатом попереднього виконання того ж процесу, можливо, з деякими модифікаціями. Ітерації можуть охоплювати більш, ніж один рівень проектування.

Необхідність повернення до попереднього рівня може виявитися на будь-якому наступному етапі. У процесі проектування доводиться неодноразово

повторювати процедуру аналізу об'єкта. Якщо проектується складна багатопараметрична ЕС, то її звичайно можна представити як сукупність зв'язаних підсистем меншої розмірності. Оптимально спроектована ЕС випробовується, допрацьовується й передається для виготовлення дослідного зразка. Більш докладно проблеми оптимального параметричного синтезу розглянуті в [62].

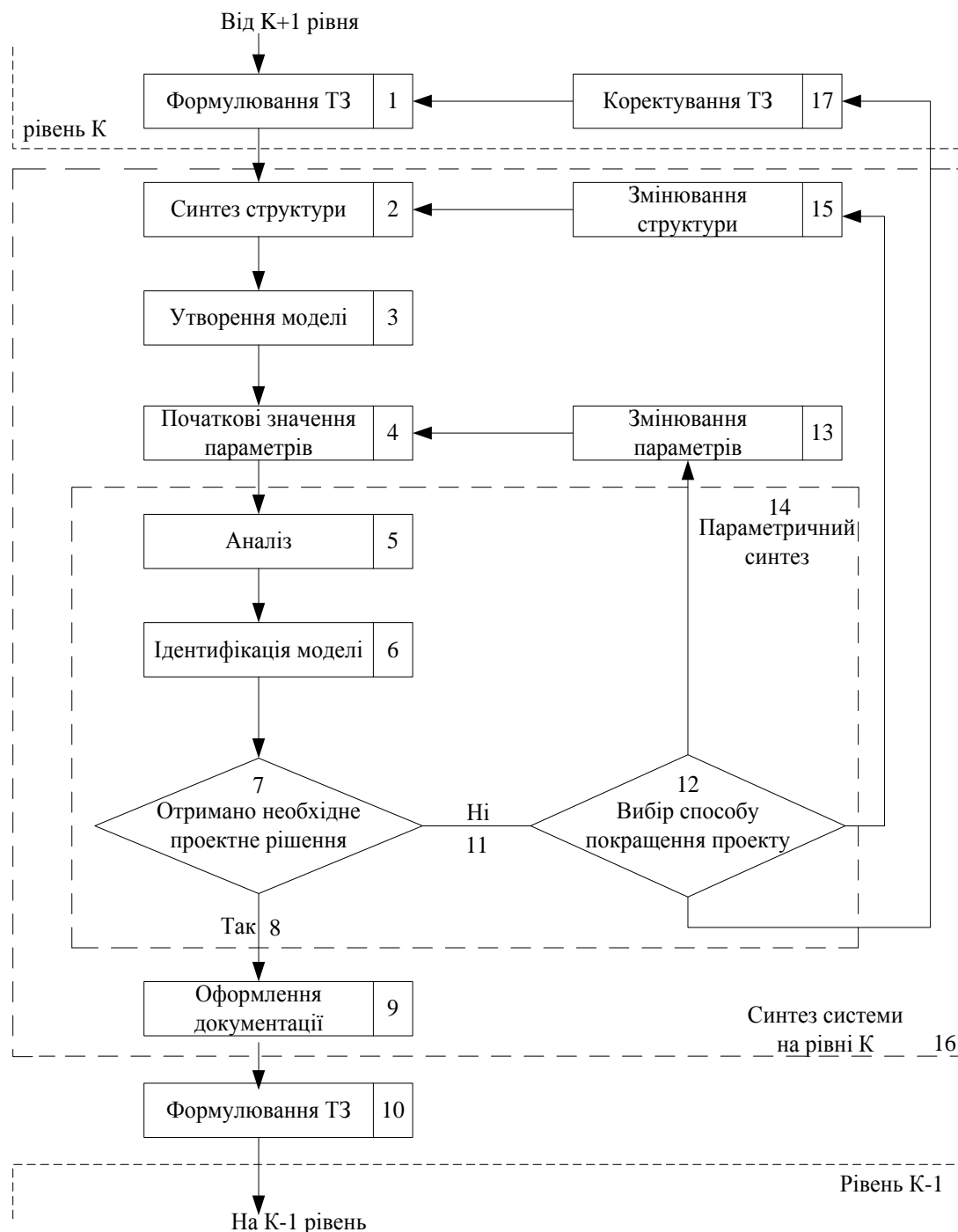


Рис. 1-50. Алгоритм низхідного проектування електронних систем, блоків, приладів

РОЗДІЛ 2. ІНФОРМАЦІЙНІ ОЦІНКИ

2.1. Інформація та її форми

Інформація – це суттєві, представницькі характеристики процесів та об'єктів, що несуть у собі виділену сутність матеріального світу. В ЕС інформація характеризує стан (режими) і параметри окремих вузлів, блоків і системи загалом, а також сигнали на різних етапах перетворення. Поняття інформації потребує абстрагування від багатьох несуттєвих властивостей реальних подій та об'єктів, причому межі абстрагування умовні і визначаються специфікою завдань, які вирішуються ЕС [24, 25, 26].

У матеріально-енергетичній формі інформація завжди подається у вигляді сигналів (електричних, світлових, звукових). Інформація проходить від **джерела**, через **передавач** до **приймача** отримувача у вигляді повідомлень, які в **аналоговій формі** мають вигляд неперервних сигналів, промодульованих інформаційним сигналом, що переносить корисні дані, а в **цифровій** – вигляд обмеженої сукупності кодових символів, які модулюють несучу.

Сукупність символів, з якої формується повідомлення, називається **алфавітом**.

Форми подання інформації користувачу мають декілька різновидів [52].

Подія – це первинний, неподільний елемент інформації, який несе в собі відомості про наявність або відсутність електричного, світлового, звукового сигналу. **Двійкова подія** може бути подана одиницею чи нулем, у електричній формі – імпульсом або паузою між імпульсами. Подія не має геометричних вимірювань (**нульмірна** – Φ^0 , рис. 2-1, а) і геометрично відображається точкою.

Величина – упорядкована у одному вимірі по шкалі значень множина подій, наприклад, напруга, струм, довжина, вологість, температура та інше. По мірності інформації величина – **одномірна** – Φ^1 (рис. 2-1, б). Кожен з відліків величини відповідає прийняттю нею якогось значення. Якщо

величина приймає кінцеву кількість значень, то вона дискретна і поступає від **дискретного** джерела сигналу. Якщо величина приймає нескінченну кількість значень – вона неперервна і поступає від **аналогового** джерела. Геометрично величину можна представити **лінією**. Її довжина відповідає заданій величині X .

Функція встановлює зв'язок між двома величинами: $X_1 = f(X_2)$, величиною і часом: $X = f(T)$. Геометрично подається як двомірне поле подій (рис. 2-1, в). По мірності функція – двомірна – Φ^2 .

Комплекс інформації $X(T, N)$ – тривимірна функція Φ^3 – встановлює відповідність між величиною X , часом T та простором N : $X = f(T, N)$ (рис. 2-1, г). Тривимірним комплексом інформації описують також сім'ю характеристик $Y(X, Z)$, для яких Z є параметром (рис. 2-1, д).

Теорія інформації встановлює міри кількості і якості інформації, яку отримують, передають, приймають, оброблюють, зберігають і відтворюють у ЕС. В теорії інформації використовують наступні напрямки: структурний, статистичний і семантичний [38, 52].

Структурний напрямок розглядає дискретне подання оброблюваної інформації і вимірювання її кількості здійснюється підрахунком інформаційних елементів (квантів, тактових імпульсів, що заповнюють кожне відлікове значення) або кількості комбінацій при кодуванні інформаційних масивів. У **структурному** напрямку розрізняють **геометричну, комбінаторну й адитивну** міри. Вони використовуються для оцінки можливостей технічних засобів різних систем обробки інформації без врахування особливостей подальшого використання інформації.

Геометрична міра визначення кількості інформації пов'язана з вимірюванням довжини, площі, об'єму геометричної моделі інформаційного комплексу шляхом підрахунку кількості одиниць вимірювання. Максимально можлива кількість квантів визначає інформаційну ємність ЕС. Як видно з рис. 2-1, г, інформаційна ємність комплексу $X(T, N)$ дорівнює:

$M = m_X m_T m_N$, де $m_X = \frac{X}{\Delta X}$, $m_T = \frac{T}{\Delta T}$, $m_N = \frac{N}{\Delta N}$, де ΔX , ΔT , ΔN – інтервали, через які беруться дискретні відліки неперервних функцій.

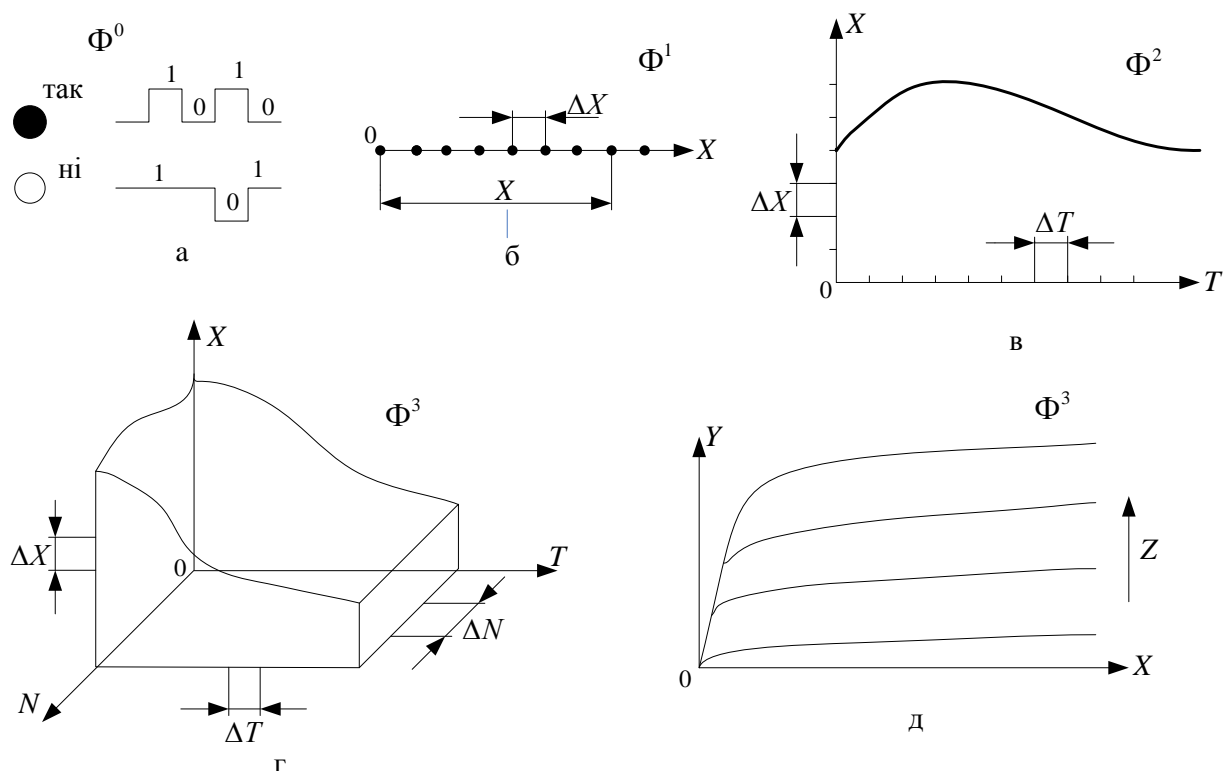


Рис. 2-1. Форми подання інформації:

а – подія; б – величина; в – функція; г – комплекс; д – сім'я характеристик

Статистичний напрямок використовує поняття **ентропії**, як міри невизначеності, що враховує ймовірність появи, а значить, інформативність оброблюваних повідомлень. Він використовується при розгляді відбору інформації з врахуванням похибки вимірювання при передаванні та кодуванні інформації, визначенні пропускну здатності каналу зв'язку, виявленні сигналу на фоні шумів, декодуванні [52].

Семантичний напрямок приймає до уваги доцільність, цінність, корисність, істотність інформації. Семантичні оцінки використовуються при побудові ЕС зі штучним інтелектом, нейронних мереж, для визначення ефективності ЕС [52].

2.2. Ентропія, як міра невизначеності

та інформативності джерела сигналу

В ЕС отримання інформації завжди пов'язано із зменшенням невизначеності вибору стану (із сукупності випадково можливих) джерела інформації. Чисельно ентропія дорівнює кількості інформації, тобто є кількісною мірою інформації. Встановимо кількісні міри невизначеності, їх зв'язок з кількістю інформації та їх властивості.

Розглянемо **дискретне джерело** інформації. Воно може у кожен момент часу випадково прийняти один із скінченної множини ймовірних станів. Різні стани задаються джерелом. Кожному стану u_i джерела ставиться у відповідність умовне позначення у вигляді знаку або букви із алфавіту даного джерела: $u_1, u_2 \dots u_N$. Вибір джерелом інформації конкретного стану u_i визначається апіорними даними про джерело. Одні стани вибираються джерелом частіше, інші – рідше. У загальному випадку джерело можливо охарактеризувати за допомогою ансамблю U , тобто повною сукупністю станів u_i з імовірностями їх появи $p(u_i)$, сума яких дорівнює одиниці:

$$U = \left\{ \begin{matrix} u_1, & u_2, & \dots & u_i & \dots & u_N \\ p(u_1), & p(u_2) & \dots & p(u_i) & \dots & p(u_N) \end{matrix} \right\}, \quad (2-1)$$

$$\sum_{i=1}^N p(u_i) = 1, \text{ або } \sum_{i=1}^N p_i = 1.$$

Введемо **міру невизначеності вибору стану джерела**, яку можна розглядати як міру кількості інформації, яка отримується при повному усуненні невизначеності відносно стану джерела. Ця міра повинна задовольняти декільком умовам. По-перше, це монотонне зростання невизначеності при зростанні кількості можливих станів джерела N . При цьому стани з імовірностями, рівними нулю, не враховуються, тому що вони не

змінюють невизначеності. Як **міру невизначеності** джерела, що має рівноймовірні N стани та характеризує його ансамбль U , приймають логарифм від кількості станів:

$$H(U) = \log N. \quad (2-2)$$

Логарифмічна міра, яку запропонував у 1928 році Р. Хартлі, є більш зручнішою порівняно з лінійною, оскільки для $N = 1$, коли невизначеність станів відсутня, кількість інформації джерела і $\log 1$ однакові і дорівнюють нулю. Основа логарифма може бутилюбою і вона визначає тільки масштаб або одиницю невизначеності.

Для цифрових ЕС, наприклад, вибирають основу логарифма, яка дорівнює двом, оскільки елементна база таких систем працює на двох стійких станах (сигнали одиниця і нуль). Одиниця невизначеності називається двійковою одиницею – **бітом (bit – binary digit)** і є невизначеністю вибору із двох рівноймовірних подій. Якщо основа логарифма дорівнює десяти, тоді невизначеність отримаємо в десяткових одиницях на один стан – **дітах**. Для натуральних логарифмів – в **натах**.

Додатковою перевагою логарифмічних мір є адитивність по відношенню до інформативності або невизначеності станів об'єданого джерела, в яке входять різні незалежні між собою джерела. Якщо, наприклад, два незалежних джерела з кількістю рівноймовірних станів N і M розглядаються як одне джерело, то кількість станів об'єданого джерела дорівнює добутку NM , а в логарифмічних мірах ($\log NM = \log M + \log N = H_1 + H_2$) – сумі невизначеностей станів кожного джерела.

Ступінь невизначеності вибору стану джерела інформації залежить не тільки від **кількості його станів** N , але також від імовірності цих станів $p(u_i)$. При рівноймовірних станах невизначеність (2-2) максимальна. При нерівноймовірних станах свобода вибору джерела обмежується, що призводить до зменшення невизначеності. Міра невизначеності

$H(p_1, \dots, p_i \dots p_N)$ є неперервною функцією імовірностей стану джерела $p_1, \dots, p_i \dots p_N$.

В загальному випадку міра невизначеності вибору стану дискретного джерела з ансамблю U була запропонована **К. Шенноном** [67]. Її називають **ентропією дискретного джерела інформації**, або ентропією скінченного ансамблю:

$$H(U) = -C \sum_{i=1}^N p_i \log p_i, \quad (2-3)$$

де C – довільне додатне число. Якщо невизначеність вимірювати у двійкових одиницях і прийняти $C = 1$, тоді:

$$H(U) = - \sum_{i=1}^N p_i \log_2 p_i. \quad (2-4)$$

Ця міра невизначеності $H(U)$ співпадає з ентропією фізичної системи, визначеної Больцманом за другим законом електродинаміки. У обох випадках значення H характеризують ступінь різноманіття станів системи.

Ентропія джерела дозволяє визначити середнє значення кількості інформації, що приходить на один символ алфавіту (біт/символ). Ентропію можна розглядати як кількісну характеристику закону розподілу, який виражає невизначеність, властиву елементам алфавіту, який обрано для передавання повідомлень [24, 25, 26, 27, 28, 51].

Між мірами К. Шеннона та Р. Хартлі існує взаємозв'язок. Якщо у джерелі можна реалізувати N рівноімовірних станів, то імовірність кожного з них $p_i = \frac{1}{N}$, $1 \leq i \leq N$ і невизначеність за Хартлі, яка припадає на кожен рівноімовірний стан дорівнює: $H = \log N = -\log \frac{1}{N} = -\log p_i$. Для нерівноімовірних подій невизначеність, що припадає на один конкретний стан джерела (**часткова невизначеність**):

$$H_i = -\log p_i. \quad (2-5)$$

Ця часткова невизначеність є випадковою величиною, яка залежить від того, який стан джерела дійсно реалізується. Якщо усереднити H_i по всьому ансамблю

U станів джерела, то можна знайти невизначеність, яка відноситься до середньої невизначеності на один стан, і отримаємо вираз, який співпадає з (2-4). Це означає, що **міра К. Шеннона є узагальненням міри Р. Хартлі для випадку з нерівноімовірними станами** і дозволяє врахувати статистичні властивості джерела інформації.

2.3. Властивості ентропії

1. Ентропія [24, 25, 26, 27, 28, 29, 51, 67, 68]– дійсна і невід’ємна величина, оскільки для будь-якого i ($1 \leq i \leq N$) p_i змінюється від 0 до 1, $\log p_i < 0$ і значить величини $-p_i \log p_i$ додатні.

2. Ентропія – величина обмежена. Для складових $-p_i \log p_i$ в границях $0 \leq p_i \leq 1$ обмеженість очевидна. Границя, до якої прямує $-p_i \log p_i$ при $p_i \rightarrow 0$ визначається за правилом Лопітала і дорівнює 0.

3. Ентропія дорівнює нулю, коли імовірність одного з станів стає одиницею, тобто коли стан джерела повністю визначено. Тоді імовірність усіх інших станів дорівнює нулю.

4. Ентропія максимальна для рівноімовірних станів джерела, коли $p_1 = p_2 = \dots p_m = \frac{1}{N}$ (доводиться методом невизначених множників Лагранжа):

$$H_{\text{макс}}(U) = -\sum_{i=1}^N \frac{1}{N} \log_2 \frac{1}{N} = -\log_2 \frac{1}{N}. \quad (2-6)$$

Тепер можна дати **інше визначення ентропії**: це середня інформативність джерела на один символ, яка визначає непередбачуваність або несподіваність повідомлення. Повністю детерміноване джерело, яке утворює одну заздалегідь відому послідовність символів, має нульову інформативність. А найбільш хаотичне джерело, що утворює незалежні та рівноімовірні символи, має максимальну інформативність. З врахуванням (2-5), формулу Хартлі можна використати для визначення кількості інформації дискретних повідомлень. Якщо об’єм алфавіту символів дорівнює m , а

кожне повідомлення складається з n елементів, то кількість можливих повідомлень $N = m^n$ і кількість інформації:

$$I = \log_2 N = \log_2 m^n = n \log_2 m. \quad (2-7)$$

5. Ентропія джерела, яке має два стани: u_1 та u_2 , може змінюватися від 0 до 1, досягаючи максимуму при рівності їх імовірностей: $p(u_1) = p(u_2) = 1 - p = 0,5$. Залежність

$$H(U) = -[p \log p + (1 - p) \log (1 - p)] \quad (2-8)$$

зображена на рис. 2-2. Ентропія приймає максимальне значення при $p = \frac{1}{2}$, причому $H_{\max} = 1$ біт. Коли $p \ll (1 - p)$, то часткова невизначеність, яка відповідає стану u_1 – велика, але такі стани джерела дуже рідкісні. Стан u_2 реалізується часто, але невизначеність, що припадає на такий стан, дуже мала.

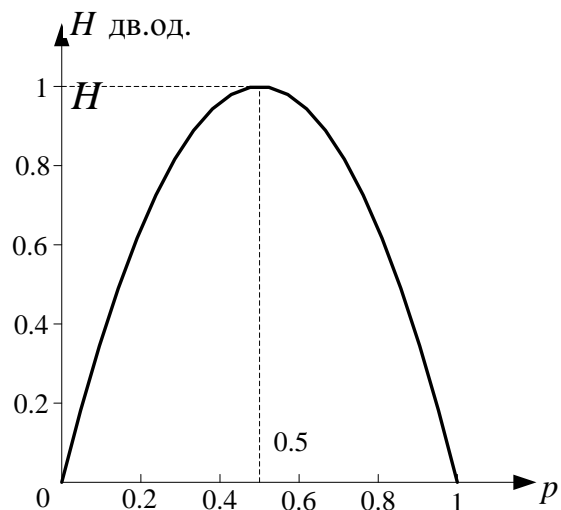


Рис. 2-2. Ентропія двійкового джерела

Так само відбувається при $p \gg (1 - p)$. В обох випадках ентропія, яка характеризує середню невизначеність на один стан ансамблю, буде малою. Треба зазначити, що ентропія неперервно залежить від імовірностей окремих станів і це безпосередньо впливає з неперервності функції $-p \log p$.

6. Ентропія об'єднання декількох статистично незалежних джерел інформації дорівнює сумі ентропій первинних джерел. Почнемо з найпростішого варіанта об'єднання двох джерел інформації u та v в узагальнене джерело інформації (u, v) , яке характеризується ймовірностями $p(u_i, v_j)$ усіх можливих комбінацій станів: u_i джерела u та v_j джерела v . Так само трактується об'єднання трьох і більше джерел об'єднання інформації:

$$H(U, V) = - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^k p(u_i, v_j) \log p(u_i, v_j), \quad (2-9)$$

де $p(u_i, v_j)$ – імовірності сумісної реалізації станів u_i, v_j ($1 \leq i \leq N, 1 \leq j \leq k$).

У випадку статистичної незалежності джерел інформації u та v $p(u_i, v_j) = p(u_i)p(v_j)$. Тоді:

$$\begin{aligned} H(U, V) &= - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^k p(u_i)p(v_j) \log[p(u_i)p(v_j)] = \\ &= - \sum_{i=1}^N p(u_i) \log p(u_i) \cdot \sum_{j=1}^k p(v_j) - \sum_{j=1}^k p(v_j) \log p(v_j) \cdot \sum_{i=1}^N p(u_i). \end{aligned} \quad (2-10)$$

Врахуємо, що $\sum_{i=1}^N p(u_i) = 1$, $\sum_{j=1}^k p(v_j) = 1$ і отримаємо ентропію об'єднання двох статистично незалежних джерел, що дорівнює сумі ентропій цих джерел:

$$H(U, V) = H(U) + H(V) = H(V, U). \quad (2-11)$$

Ентропія об'єднання декількох незалежних джерел $u, v, \dots z$ дорівнює:

$$H(U, V, \dots Z) = H(U) + H(V) + \dots + H(Z). \quad (2-12)$$

Ентропія дає характеристику середньої невизначеності вибору одного положення з ансамблю. Для її визначення використовують тільки імовірності станів, ігноруючи повністю їх змістовну оцінку.

2.4. Умовна ентропія

Для оцінки невизначеності вибору часто потрібно враховувати статистичні зв'язки як між станами двох або декількох джерел, об'єднаних в одній системі, або між різними станами, які послідовно обираються одним джерелом [24, 26, 28, 38, 51, 67]. Знайдемо **ентропію об'єднання двох статистично зв'язаних ансамблів U та V** . Об'єднання ансамблів можна охарактеризувати за допомогою матриці $p(U, V)$ імовірностей $p(u_i, v_j)$ всіх можливих комбінацій станів u_i ($1 \leq i \leq N$) ансамблю U , а також станів v_j ($1 \leq j \leq k$) ансамблю V :

$$p(U, V) = \begin{vmatrix} p(u_1, v_1) & \dots & p(u_1, v_k) \\ p(u_2, v_1) & \dots & p(u_2, v_k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ p(u_N, v_1) & \dots & p(u_N, v_k) \end{vmatrix}. \quad (2-13)$$

Просумувавши стовпці та рядки матриці (2-13), отримаємо відповідно інформацію про ансамблі U та V початкових джерел u та v :

$$U = \left\{ \begin{matrix} u_1 & \dots & u_i & \dots & u_N \\ p(u_1) & \dots & p(u_i) & \dots & p(u_N) \end{matrix} \right\}, V = \left\{ \begin{matrix} v_1 & \dots & v_j & \dots & v_k \\ p(v_1) & \dots & p(v_j) & \dots & p(v_k) \end{matrix} \right\}. \quad (2-14)$$

Взаємозалежні стани u_i та v_j можуть реалізуватися сумісно з імовірністю $p(u_i, v_j)$, яка виражається через умовні імовірності $p(u_i / v_j)$ або $p(v_j / u_i)$ в залежності від того, які стани прийняти за причину, а які – за наслідок:

$$p(u_i, v_j) = p(u_i)p(v_j / u_i) = p(v_j)p(u_i / v_j), \quad (2-15)$$

де $p(u_i / v_j)$ – імовірність реалізації станів u_i ансамблю U при умові, що вже реалізувався стан v_j ансамблю V , $p(v_j / u_i)$ – імовірність реалізації стану v_j ансамблю V при умові, що вже реалізувався стан u_i ансамблю U . Тоді вираз (2-9) для **ентропії об'єднання** U та V має вигляд:

$$\begin{aligned} H(U, V) &= - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^k p(u_i)p(v_j / u_i) \log[p(u_i)p(v_j / u_i)] = \\ &= - \sum_{i=1}^N p(u_i) \log p(u_i) - \sum_{i=1}^N p(u_i) \sum_{j=1}^k p(v_j / u_i) \log p(v_j / u_i). \end{aligned} \quad (2-16)$$

Сума $-\sum_{j=1}^k p(v_j / u_i) \log p(v_j / u_i)$ є випадковою величиною, яка характеризує невизначеність, яка відповідає одному стану ансамблю V при умові, що здійснився конкретний стан u_i ансамблю U . Це – **часткова умовна ентропія** ансамблю V :

$$H_{u_i}(V) = - \sum_{j=1}^k p(v_j / u_i) \log p(v_j / u_i). \quad (2-17)$$

Усереднимо (2-17) за усіма станами ансамблю U і отримаємо **середню невизначеність**, яка відноситься до одного стану ансамблю V при відомих станах ансамблю U :

$$H_U(V) = \sum_{i=1}^N p(u_i) H_{u_i}(V) = - \sum_{i=1}^N p(u_i) \sum_{j=1}^k p(v_j / u_i) \log p(v_j / u_i), \quad (2-18)$$

яку називають **апостеріорною умовною ентропією** ансамблю V відносно ансамблю U . Підставляючи (2-18) в (2-16), отримаємо:

$$H(U, V) = H(U) + H_U(V) = H(V) + H_V(U), \quad (2-19)$$

де

$$H_V(U) = \sum_{j=1}^k p(v_j) H_{v_j}(U) \quad (2-20)$$

і відповідно

$$H_{v_j}(U) = - \sum_{i=1}^N p(u_i / v_j) \log p(u_i / v_j). \quad (2-21)$$

Ентропія об'єднання двох статистично зв'язаних ансамблів U та V дорівнює безумовній ентропії (апріорній ентропії) одного ансамблю ($H(U)$ або $H(V)$) плюс умовна ентропія (апостеріорна ентропія) іншого ансамблю ($H_U(V)$ або $H_V(U)$). Розповсюджуючи правило (2-19) на об'єднання будь-якої кількості залежних ансамблів, отримаємо:

$$H(U, V, Z \dots W) = H(U) + H_U(V) + H_{UV}(Z) + \dots + H_{UVZ \dots}(W). \quad (2-22)$$

Відзначимо, що **при об'єднанні ансамблів умовна ентропія кожного ансамблю завжди менша або дорівнює безумовній ентропії того ж ансамблю.** При об'єднанні двох ансамблів U та V таке ствердження приймає вигляд співвідношень:

$$H_U(V) \leq H(V), \quad (2-23),$$

$$H_V(U) \leq H(U). \quad (2-24)$$

Приймаючи до уваги (2-19) та (2-23), бачимо, що об'єднання двох довільних ансамблів задовольняє співвідношенню:

$$H(U, V) \leq H(V) + H(U). \quad (2-25)$$

Для об'єднання декількох довільних ансамблів отримаємо:

$$H(U, V, Z \dots W) \leq H(U) + H(V) + H(Z) + \dots + H(W). \quad (2-26)$$

При наявності статистичної взаємозалежності станів у досліджуваних ансамблях їх сукупна невизначеність може тільки зменшуватися.

При відсутності статистичної взаємозалежності у реалізації станів u_i з ансамблю U , і v_j з ансамблю V , складається ситуація, коли відомості про результати вибору станів з одного ансамблю не зменшують невизначеності вибору станів з іншого ансамблю, тобто:

$$H_U(V) = H(V), \quad H_V(U) = H(U). \quad (2-27)$$

Якщо має місце **однозначний зв'язок у реалізаціях станів** $u_i (1 \leq i \leq N)$ з ансамблю U і станів $v_j (1 \leq j \leq k)$ з ансамблю V , то **умовна ентропія любого з ансамблів дорівнює нулю**:

$$H_U(V) = 0, \quad H_V(U) = 0. \quad (2-28)$$

Умовні імовірності $p(u_i/v_j)$, $p(v_j/u_i)$, при однозначному зв'язку дорівнюють нулю або одиниці. Тому усі доданки, що входять у вирази $H_{u_i}(V)$, $H_{v_j}(U)$ для часткових умовних ентропій, дорівнюють нулю. Тому згідно (2-18), (2-20), (2-21) умовні ентропії також дорівнюють нулю.

Умовна ентропія використовується також для визначення інформативності прийнятих повідомлень при недостовірному передаванні або недостовірному прийманні сигналів від джерела інформації. Причинами недостовірності прийнятих повідомлень може бути наявність шумів та перешкод у каналах зв'язку і в самих ЕС. Якщо прийняті елементи повідомлення позначити станами v_j ансамблю V , а переданими (джерела інформації) u_i ансамблю U , тоді умовна імовірність $p(u_i/v_j)$ характеризує імовірність того, що замість u_i буде прийнятий елемент повідомлення v_j а часткова апостеріорна ентропія $H_{v_j}(U)$ характеризує невизначеність, яка залишилася на приймальній стороні відносно видачі джерелом елемента повідомлень u_i після отримання конкретного елемента повідомлень v_j .

Оскільки отримання інформації пов'язано із зменшенням невизначеності, то усереднена (на один елемент повідомлення) кількість інформації $I(U)$, яка міститься в кожному прийнятому повідомленні відносно любого переданого, дорівнює різниці між апіорною і апостеріорною ентропією джерела:

$$I(U) = H(U) - H_v(U). \quad (2-29)$$

2.5. Диференціальна ентропія

Сучасні ЕС системи у більшості – цифрові. Реальні джерела інформації часто неперервні, тому їх вихідні сигнали потребують дискретизації за часом та квантування за амплітудою. У наш час ще є багато ЕС, де інформація передається та перетворюється безпосередньо у формі неперервних сигналів. Оцінка невизначеності вибору для неперервного сигналу має особливості. Значення, що реалізуються джерелом, математично зображуються неперервною випадковою величиною. Крім того, імовірності значень цієї випадкової величини не можуть використовуватись для оцінки невизначеності, тому що у такій системі імовірність довільного конкретного значення дорівнює нулю. Зв'яжемо невизначеність вибору значень неперервної випадкової величини з розподілом щільності імовірності цих значень. Імовірність сукупності значень, що відносяться до довільного як завгодно малого інтервалу неперервної випадкової величини, – кінцева величина. Знайдемо ентропію неперервного джерела інформації, використовуючи операцію квантування за аргументом при зменшенні розмірів кванта до нуля. Для цього розіб'ємо діапазон змінювання неперервної випадкової величини U , яка характеризується розподілом щільності імовірності $p(u)$ на кінцеву кількість n малих інтервалів, кожен завширшки Δu (рис. 2-3). Будемо вважати, що при реалізації любого значення u , яке належить заштрихованому інтервалу $(u_i, u_i + \Delta u)$, реалізувалося значення u_i дискретної випадкової величини \tilde{U} . Для знаходження ентропії неперервного джерела будемо зменшувати інтервал Δu [24, 25, 52].

При малих Δu імовірність $P(u_i \leq u \leq u_i + \Delta u)$ реалізації значення u_i , що належить інтервалу $(u_i, u_i + \Delta u)$: $P(u_i \leq u \leq u_i + \Delta u) = \int_{u_i}^{u_i + \Delta u} p(u) du \approx p(u_i) \Delta u$. Тоді ентропія дискретної випадкової величини \tilde{U} дорівнює:

$$H(\tilde{U}) = - \sum_{i=1}^n p(u_i) \Delta u \log p(u_i) - \log \Delta u. \quad (2-30)$$

При зменшенні Δu значення $P(u_i \leq u \leq u_i + \Delta u)$ все ближче наближається до величини $P(u_i) = 0$, а властивості дискретної величини \tilde{U} – до властивостей неперервної випадкової величини U . Перейшовши до границі при $\Delta u \rightarrow 0$, отримуємо вираз для ентропії $H(U)$ неперервного джерела:

$$H(U) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(u) \log p(u) du - \lim_{\Delta u \rightarrow 0} \log \Delta u. \quad (2-31)$$

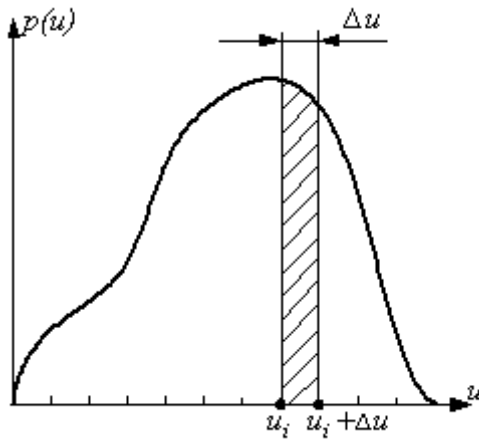


Рис. 2-3. Квантування неперервної випадкової величини на n малих інтервалів з кроком Δu

Величина ентропії $H(U)$ при $\Delta u \rightarrow 0$ прямує до нескінченності. Це повністю співпадає з міркуванням про те, що невизначеність вибору з нескінченної кількості можливих станів (або значень) нескінченно велика. **Перший член** у правій частині співвідношення (2-31) має кінцеве значення, яке залежить тільки від закону розподілу неперервної випадкової величини U , та не залежить від кроку квантування Δu .

Його структура така ж сама, що у ентропії дискретного джерела. **Другий член** того ж співвідношення залежить тільки від кроку квантування Δu . Саме завдяки цій складовій величина $H(U)$ перетворюється на безмежність. Як міру невизначеності неперервного джерела приймають першу складову співвідношення (2-31):

$$h(U) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(u) \log p(u) du. \quad (2-32)$$

Оскільки для визначення цієї величини використовується тільки функція щільності ймовірностей, тобто диференціальний закон розподілу

$p(u)$, вона отримала назву **диференціальної ентропії** неперервного джерела інформації. Її можна визначити як середню невизначеність вибору випадкової величини на один відлік неперервного джерела інформації.

Умовна ентропія неперервного джерела інформації:

$$H_v(U) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(u, v) \log[p(u, v) / p(v)] du dv - \lim_{\Delta u \rightarrow 0} \log \Delta u. \quad (2-33)$$

Перша складова (2-33) називається **диференціальною умовною ентропією неперервного джерела інформації**:

$$h_v(U) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(u, v) \log[p(u, v) / p(v)] dudv, \quad (2-34)$$

яка характеризує невизначеність вибору неперервної випадкової величини U при умові, що відомі результати реалізації значень іншої, статистично зв'язаної з нею неперервної випадкової величини V . Інформаційні властивості неперервного джерела оцінюються різницею безумовної та умовної ентропій, які визначаються співвідношеннями (2-31) та (2-33) відповідно. Ця різниця є мірою знятої невизначеності або кількістю отриманої інформації.

Якщо на неперервну випадкову величину U накладено єдине обмеження – діапазон її можливих значень $[\alpha, \beta]$, тоді максимальна диференціальна ентропія буде для рівноімовірного закону розподілу (рис. 2.4). Виходячи із умови

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = \int_{\alpha}^{\beta} p dx = p(\beta - \alpha) = 1,$$

розподіл щільності імовірності

$$p(x) = \frac{1}{\beta - \alpha}$$

і максимальне значення (2-32)

$$h(U) = \log(\beta - \alpha).$$

Якщо на діапазон неперервної випадкової величини не накладається обмеження, але відомо, що її дисперсія

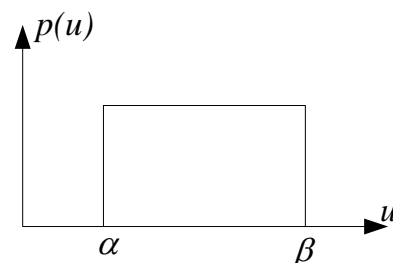


Рис. 2-4. Рівномірний закон розподілу щільності імовірності в обмеженому діапазоні u

обмежена, то максимальна диференціальна ентропія буде для нормального (гаусівського) закону розподілу $p(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}$, де σ – середньоквадратичне відхилення. Величина (2-32) для цього закону розподілу в двійкових одиницях $h_{\text{дін}}(U) = \log_2 \sigma\sqrt{2\pi e}$. Враховуючи те, що дисперсія пропорційна середній потужності сигналу і для ЕС ця потужність обмежена, можна стверджувати, що найбільшу середню невизначеність вибору буде мати джерело, яке формує сигнали з амплітудами, розподіленими за нормальним законом.

2.6. Ентропія та кількість інформації в замкнутих ЕС

В сучасних та перспективних регулюючих, діагностичних та розпізнавальних інформаційно-вимірювальних системах інформаційні потоки циркулюють по замкнутих контурах з використанням переривчастих (дискретних, цифрових) методів передавання та обробки сигналів і керування виконавчими пристроями. Розглянуте в теорії інформації проходження інформації відноситься здебільшого до розімкнутих ЕС, тому необхідні деякі уточнення для замкнутих контурів керування в ЕС [68].

На рис. 2-5 зображений замкнутий контур керування в одновірній системі. Значення фізичної величини керованого процесу x вимірюється системою отримання інформації. Сформовані сигнали керування y перетворюються в керуючу дію z , яка впливає на керований процес і величину x . Контур циркуляції інформації має спрощений вигляд $x \rightarrow y \rightarrow z \rightarrow x$, або $x \rightarrow z \rightarrow x$.

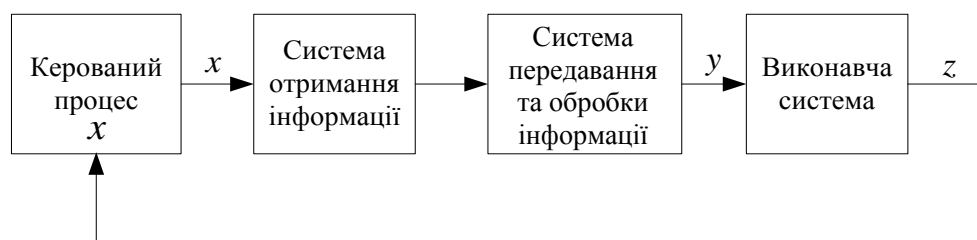


Рис. 2-5. Циркуляція інформації в одновірній системі керування

Розглянемо змінювання ентропії керованого процесу завдяки керуванню, тобто завдяки діям, які утворюються внаслідок інформації, отриманої про цей же процес. Обмежимося розглядом дискретного за часом переривчастого керування, при якому інформація про керований процес на протязі деякого інтервалу часу накопичується, перетворюється і тільки після цього один раз за інтервал переривання (період дискретизації за часом) формується керуюча дія.

Розімкнемо спочатку контур в будь-якій частині, наприклад, в точці з'єднання вимірювальної системи (системи отримання інформації) з керованим процесом (об'єктом), тобто припинимо поступання інформації від керованого процесу до вимірювальної системи. Подамо на вхід вимірювальної системи інформацію, тобто деякі значення x від стороннього джерела. Тоді після проходження сигналу через систему керування і керований об'єкт на виході утворюється значення x^* . Таким чином в розімкнутій одномірній системі відбувається передавання інформації виду $x \rightarrow x^*$ і маємо випадок, аналогічний розглянутому в п. 2–4 для недостовірного приймання повідомлень. Якщо значення x позначимо ансамблем U і відповідно x^* ансамблем V , тоді по аналогії з (2-29) маємо вираз для кількості інформації при переході $x \rightarrow x^*$:

$$I(V) = H(V) - H_U(V). \quad (2-35)$$

Формулу (2-35) можна подати в наступному вигляді:

$$I(V) = H(V) - H_{u_i}(V) + S, \quad (2-36)$$

де

$$S = H_{u_i}(V) - H_U(V).$$

Величину S називають приростом ентропії приведених шумів [68]. Кінцеві значення часткової умовної ентропії $H_{u_i}(V)$ і апостеріорної умовної ентропії $H_U(V)$ обумовлені дією різного типу похибок і шумів і відображають сумарний ефект дії похибок і шумів вимірювачів, системи перетворення інформації, виконавчої системи, а також збурювальних сил безпосередньо на сам керований процес. Дія цих шумів як би приведена до виходу контура – керованому ансамблю V .

Замкнемо тепер контур переривистого керування. Тоді на вхід системи отримання інформації будуть діяти сигнали керованого процесу ансамблю U в деякий $(l-1)$ -й момент часу, а ансамблем V будуть ті ж сигнали керованого процесу в l -й момент часу. Тобто $U = U_{l-1}$; $V = U_l$ або $x = x_{l-1}$; $x^* = x_l$. Величини $H(V)$ і $H_{u_i}(V)$ при замиканні контура перетворюються в значення ентропії керованого процесу відповідно в моменти часу $(l-1)$ і l . Рівняння (2-36) для замкнутого контура приймає вигляд:

$$I_l = H_{l-1} - H_l + S_l$$

або

$$H_l - H_{l-1} = -I_l + S_l. \quad (2-37)$$

З рівняння (2-37) випливає, що приріст ентропії керованого переривчастого процесу за інтервал дискретності дорівнює різниці приросту ентропії приведених шумів і кількості інформації, яка передається в замкнутому контурі ($x_{l-1} \rightarrow x_l$) за той же інтервал часу. З приведенного вище можна зробити декілька важливих висновків.

Якщо позначити індексом «0» початковий момент часу і просумувати (2-37), тоді отримаємо:

$$H_l = H_0 - \sum_{i=0}^l I_i + \sum_{i=0}^l S_i. \quad (2-38)$$

Ентропія керованого процесу дорівнює різниці початкової ентропії цього процесу складений з сумарним приростом ентропії приведених шумів і сумарної кількості інформації, яка передається через контур.

Для стаціонарного процесу

$$H_l = H_{l-1} \text{ і } I_l = S_l.$$

Тобто для підтримання стаціонарного керованого процесу необхідно передавати через контур керування (на протязі інтервалів дискретизації) кількість інформації, яка дорівнює відповідному приросту ентропії приведених шумів.

Для некерованого процесу кількість інформації дорівнює нулю і

$$H_l - H_{l-1} = S_l,$$

тобто приріст приведеної ентропії шумів дорівнює приросту ентропії некерованого процесу за відповідний інтервал часу.

Розглянутий вище інформаційний підхід можна застосовувати майже до всіх систем керування, незалежно від їх конкретної структури та проводити їх аналіз.

РОЗДІЛ 3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА ПАРАМЕТРИ

3.1. Визначення характеристик та параметрів ЕС

При розробці ЕС, опису її властивостей і можливостей на кожному ієрархічному рівні, необхідно мати її паспорт – набір характеристик, з яких можна визначити параметри.

Характеристика ЕС – це сукупність специфічних властивостей або режимів її роботи, які описані розгорнуто за допомогою залежності або графіка. Характеристики бувають **статичні** і **динамічні**. Перші визначаються в статиці – по усталеним значенням сигналів, другі в динаміці – по перехідних значенням сигналів або режимів. Широко використовуються **сім'ї характеристик**, параметрами яких служать додаткові змінні.

Фазові змінні – величини, які характеризують фізичний та інформаційний стан ЕС.

Параметр – величина, яка кількісно описує властивості ЕС, її підсистем або режими їх роботи. Параметри діляться на внутрішні, зовнішні, вхідні, вихідні. Це параметри підсистем, блоків, елементів ЕС. Для ЕС в дискретному виконанні **внутрішні** параметри – це електричні параметри резисторів, ємностей, індуктивностей, напруг і струмів джерел живлення. При проектуванні внутрішніми параметрами є фізичні, електричні, топологічні параметри. **Зовнішні** – це параметри середовища, яке оточує ЕС і діє на її функціонування: температура, тиск, вологість, радіація та ін. **Вхідні** параметри характеризують взаємодію ЕС з джерелом вхідних сигналів:

вхідний опір ЕС, її ємність, індуктивність, шуми і т.д. **Вихідні** параметри – показники якості, які характеризують основні властивості та характеристики ЕС, правильність її роботи. Вихідними параметрами є: швидкодія, смуга частот, точність апроксимації характеристик, наприклад, амплітудо-частотних, фазочастотних, перехідних; потужність споживання, габарити, вага, надійність, вартість [65, 71].

Показник ефективності дає кількісну оцінку відповідності ЕС її цільовому призначенню.

Зовнішні дії на ЕС і змінювання її внутрішніх параметрів змінюють значення її вихідних параметрів. Сюди відносяться: випадкові змінювання в технологічному процесі виготовлення ЕС, випадкові змінювання умов роботи ЕС, таких як радіація, температура, вібрація та ін.; старіння та зношування елементів і обладнання для виготовлення ЕС. Тому параметри реальної ЕС відрізняються від розрахункових.

Приклади:

1. Змінними та параметрами для підсилювача вертикального відхилення в осцилографічній системі є:

- фазові змінні: напруги і струми у всіх гілках, як функції часу і частоти;
- вихідні параметри: коефіцієнт підсилення, смуга пропускання, спадання частотної характеристики на високих та низьких частотах, динамічний діапазон, нелінійні спотворення, потужність споживання та ін.;
- внутрішні параметри: опори резисторів, ємності конденсаторів, теплові шуми, бар'єрні та дифузійні ємності в транзисторах і т.д.;
- зовнішні параметри: напруга джерела живлення, температура оточуючого середовища, рівень радіації та ін.;
- обмеження: верхня границя допустимого діапазону значень потужності споживання, нижня границя значень коефіцієнта підсилення і смуги пропускання, динамічний діапазон.

2. При проектуванні системи передавання дискретних повідомлень:

- фазові змінні: частотні і часові характеристики окремих пристроїв;
- внутрішні параметри: тип модуляції, тривалість посилки сигналу, смуга частот, довжина коду;
- вихідні параметри: вплив на ЕС зовнішніх, внутрішніх, адитивних та мультиплікативних перешкод.

3. При проектуванні обчислювальної системи:

- фазові змінні: стани окремих пристроїв;
- вихідні параметри: продуктивність системи, коефіцієнти завантаження обладнання, імовірність розв’язання задач, які поступають в ЕС, середня довжина черги заявок на обслуговування;
- внутрішні параметри: ємність запам’ятовуючого пристрою (ЗП), швидкодія процесорів, кількість каналів, використовуваний код;
- вхідні параметри: параметри вхідних джерел заявок;
- обмеження: нижні значення границі допустимих значень продуктивності, коефіцієнтів завантаження обладнання, імовірність обслуговування заявок.

Статичні характеристики описують залежність між вхідною і вихідною величинами, тому їх називають також **амплітудними** характеристиками, а для вимірювальних ЕС – **градувальними** характеристиками. Типові різновиди цих характеристик зображені на рис. 3-1 а, б, в, г. Статичні характеристики поділяються на задані, розрахункові та експериментальні [71, 78].

Задана характеристика відображає зв’язок між вхідними та вихідними змінним, який необхідно отримати від ЕС або її ланок при їх проектуванні без врахування різних дестабілізуючих факторів.

Розрахункова характеристика має вигляд $y_p = f_p(x, q_1, q_2, \dots, q_m, q_{m+1}, \dots, q_n)$, де q_1, q_2, \dots, q_m – конструктивні параметри ЕС, q_{m+1}, \dots, q_n – внутрішні дестабілізуючі фактори. Розрахункова характеристика в кожній точці відповідає заданій з деякою похибкою ε_p .

Розрахунково-номінальна характеристика ЕС визначається таким чином, що значення q_1, q_2, \dots, q_m відповідають заданим значенням $q_1 = q_{10}, q_2 = q_{20}, \dots, q_m = q_{m0}$, а внутрішні дестабілізуючі фактори дорівнюють нулю $q_{m+1} = q_{m+2} = \dots = q_n = 0$. $y_{\delta.f.} = f_{\delta.f.}(x, q_{10}, \dots, q_{m0})$. По цій характеристиці узгоджуються ланки і елементи ЕС, тому характеристику називають розрахунково-номінальною.

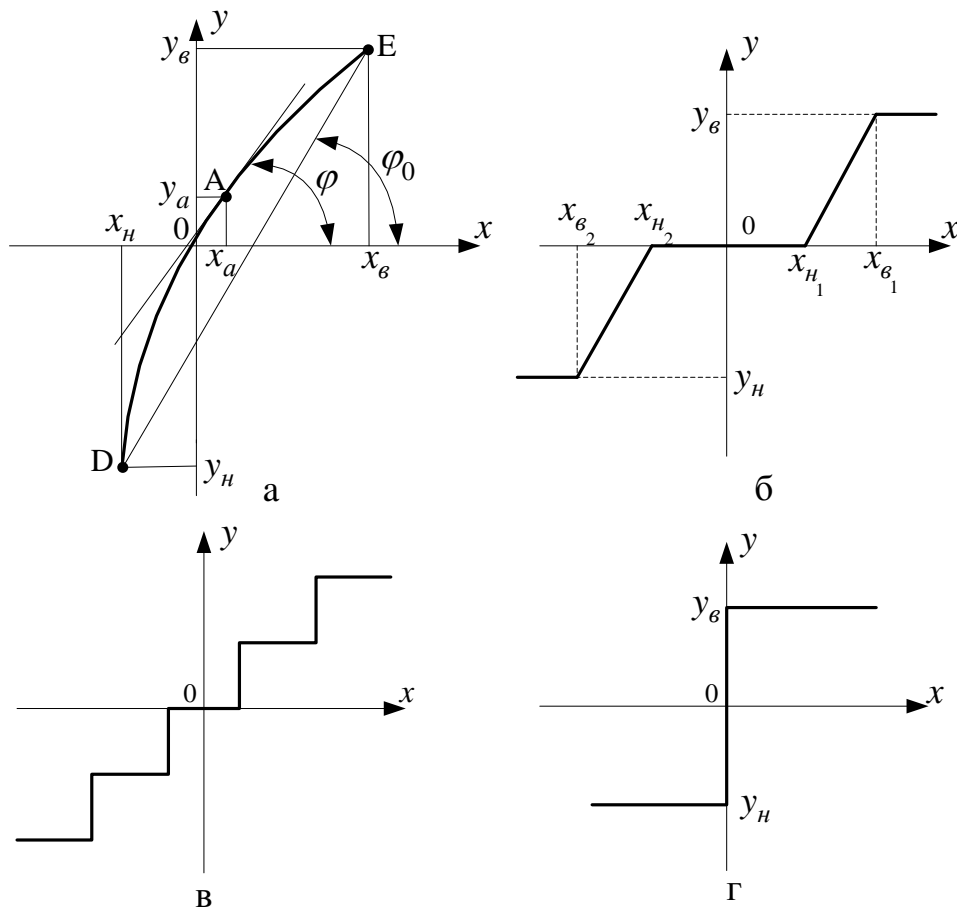


Рис. 3-1. Нелінійні статичні характеристики (амплітудні характеристики) ЕС.

а – вибір робочої точки А і діапазонів по входному і вихідному сигналу для визначення абсолютної та середньої чутливості;

б – характеристика з порогом нечутливості $\left(x_{n_2} \leq x \leq x_{n_1} \right)$ і насиченням $\left(x > x_{e_1}, x < x_{e_2} \right)$;

в – характеристика ланки АЦП без гістерезиса;

г – характеристика ідеалізованого двопозиційного комутатора

Експериментальна характеристика визначається на основі експерименту, проведеного з реальною ЕС: $y_e = f_e(x)$. При цьому характеристика вимірюється з похибкою ε_e .

Точність характеризує ступінь наближення, яка отримується при вимірюванні значень фізичної величини в розглянутій ЕС і вимірювань, отриманих за допомогою існуючих зразкових (високоточних) засобів. Зазвичай її оцінюють **абсолютною похибкою**, тобто максимально можливою різницею між виміряним x_B і дійсним значенням x_D фізичної величини: $\Delta = x_B - x_D$. **Відносна похибка** вимірювальних ЕС визначається відношенням абсолютної похибки до максимального значення або до повної шкали (x_M) вимірювального параметра: $\varepsilon_B = \Delta / x_M$. Похибка може виражатися у відсотках і залежить від властивостей вимірювального перетворювача, других частин ЕС, умов роботи і т.д.

Вимірювання можна розглядати як процес отримання інформації від джерела сигналів при наявності шумів і різних дестабілізуючих факторів, які якраз і визначають похибку вимірювання Δ . Тому точнісні характеристики ЕС можна оцінити за інформаційними критеріями, які використовуються, наприклад, в системах передавання безпосередньо по кількості інформації отриманої при недостовірному прийманні (див. п. 2-4), а також в регулювальних ЕС (див. п. 2-6).

Усереднена кількість інформації (на одне вимірювання) визначається різницею апіорної та апостеріорної ентропії за аналогією з (2-29) і (2-35) або різницею диференціальної (2-32) та умовної диференціальної (2-33) ентропії при вимірюванні неперервних фізичних величин. Показано [24], що умовна диференціальна ентропія обумовлена перешкодою, яка вносить дезінформацію в процес вимірювання, і для адитивної похибки вимірювань, яка не залежить від вимірюваної величини, дорівнює диференціальній ентропії (апіорній ентропії) від похибки $h(\Delta)$. Отже,

$$I = h(x) - h(\Delta). \quad (3-1)$$

Складова $h(\Delta)$, яка визначає дезінформаційну дію похибки, залежить від розподілу щільності імовірності самої похибки вимірювання. Якщо

прийняти рівномірний закон розподілу в діапазоні від $-\Delta_M$ до $+\Delta_M$, тоді з врахуванням п. 2-5 отримаємо:

$$h(\Delta) = \log 2\Delta_l, \quad (3-2)$$

а для гаусівського розподілу похибки з дисперсією σ^2 маємо:

$$h(\Delta) = \log(\sqrt{2\pi e}\sigma). \quad (3-3)$$

Порівнюючи (3-2) і (3-3), можна зробити висновок, що вимірювальні системи, які мають рівномірний та гаусівський закони розподілу щільності імовірності похибки, можуть мати однакову інформативність при умові: $2\Delta_M = \sqrt{2\pi e}\sigma$ або

$$\Delta_M = \sqrt{\pi e/2}\sigma \approx 2,07\sigma. \quad (3-4)$$

Цю величину називають **ентропійною похибкою** [24]. Сенс **ентропійної похибки** полягає в тому, що реальна похибка (з любым законом розподілу щільності імовірності) замінюється деякою умовною еквівалентною по дезінформаційній дії похибкою з рівномірним законом розподілу.

За нормального закону розподілу реальної похибки ентропійна похибка приблизно вдвоє більша від середньоквадратичного відхилення (**ентропійний коефіцієнт** дорівнює 2,07).

Аналіз різних законів розподілу показує, що за умови рівності середньоквадратичних похибок максимальний ентропійний коефіцієнт буде для гаусівського розподілу.

Порівняння між собою різних вимірювальних ЕС по величині ентропійної похибки є найбільш обґрунтованим. Інформаційний підхід дозволяє оцінити з єдиних позицій різні за структурою і вимірюваними фізичними величинами ЕС, які працюють в статичному і динамічному режимах, а також виявити граничні можливості ЕС.

В системах автоматичного керування [80] точність визначається величиною сигналу похибки, який використовується для автоматичного керування об'єктом і формується як різниця між вхідним сигналом і сигналом, що вимірюється на виході системи і передається через ланку негативного зворотного зв'язку на її вихід. Для структур електронних

систем, показаних на рис. 1-3,ж (див. розділ 1, п.10) сигнал похибки $E(p) = X(p)/[1+W_1(p)W_2(p)]$ тим менший, чим більша величина $[1+W_1(p)W_2(p)] \gg 1$ в необхідному діапазоні величин p . В структурах із одиничним зворотним зв'язком (рис. 1-3, е) $E(p) = X(p)/[1+W_1(p)]$.

Аналогічно визначається величина сигналу похибки в перетворювачах різних фізичних величин та лініаризаторах амплітудних характеристик, в яких використовується глибокий негативний зворотній зв'язок для наближення з необхідною точністю форми вхідного та вихідного сигналів.

3.2. Загальні характеристики та параметри ЕС

1. **Чутливість ЕС** дорівнює відношенню змінювання її вихідної фазової змінної або вихідного параметра Δy до змінювання вхідної фазової змінної або вхідної величини Δx при мінімальному досяжному відношенні сигналу до шуму на вході. Розрізняють абсолютну S і відносну S_B чутливість ЕС:

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x}, \quad S_B = (\Delta y / y) / (\Delta x / x).$$

Для лінійної ділянки характеристики ЕС (рис. 3-2) абсолютна чутливість не залежить від значення вхідної величини, а для нелінійної характеристики залежить від вхідної величини.

Визначення абсолютної чутливості в робочій точці А розглянемо по характеристиці $y = f(x)$ рис. 3-1 а. Тут $x_B \div x_H$ – діапазон змінювань вхідного сигналу, $y_B \div y_H$ – діапазон змінювань вихідного сигналу. Абсолютна чутливість ЕС в робочій точці дорівнює:

$$S_a = \frac{y_a}{x_a} = \frac{m_y}{m_x} \operatorname{tg} \varphi, \quad (3-5)$$

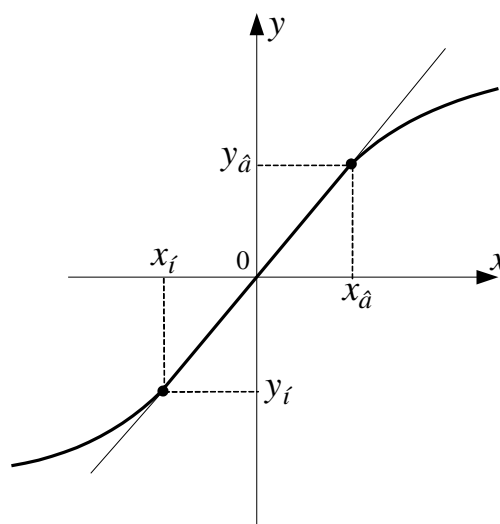


Рис. 3-2. Лінійна ділянка статичної характеристики ЕС з насиченням

де m_x – масштаб по осі x , m_y – масштаб по осі y . Іноді для нелінійних характеристик визначають середню чутливість

$$S_{cp} = (y_{\hat{A}} - y_f) / (x_{\hat{A}} - x_f) = (m_y / m_x) \operatorname{tg} \varphi_0, \quad (3-6)$$

$$\varphi_0 \neq \varphi$$

– з'єднують крайні точки D і E характеристики $y = f(x)$ прямою лінією DE і вважають постійною чутливістю у всьому діапазоні змінювання вхідної величини.

ЕС та електронні схеми характеризуються також відносним коефіцієнтом чутливості $I_{Z_i}^F$ та **чутливістю** $S_{Z_i}^F$ до змінювання параметрів, які визначаються як відношення відносного змінювання характеристики ЕС або схеми $\Delta F / F$ до малого відносного змінювання параметрів ЕС або компонентів схеми $\Delta Z_i / Z_i$:

$$I_{Z_i}^F = \frac{\Delta F / F}{\Delta Z_i / Z_i} \approx S_{Z_i}^F = \frac{\partial F}{\partial Z_i} \cdot \frac{Z_i}{F} = \frac{\partial \ln F}{\partial \ln Z_i}.$$

Величина чутливості може бути нульовою, коли характеристики ЕС або схеми не залежать від змінювання параметра Z_i ; додатною, коли збільшення або зменшення параметра призводить відповідно до збільшення або зменшення значень характеристики і від'ємною, коли збільшення або зменшення параметра призводить відповідно до зменшення або збільшення значень характеристики.

За величиною чутливості визначаються допуски на компоненти схем або характеристики ЕС при змінюванні параметрів внаслідок змінювання зовнішніх умов (температури, тиску, вологості, радіаційного випромінювання та інших). Характеристиками схем або ЕС можуть бути перехідні, імпульсні передавальні та інші характеристики або потенціали у вузлах чи струми в компонентах електричних схем. Часто характеристики мають вигляд відношення двох функцій $F(p) = N(p) / D(p)$ і, виходячи з

правил диференціювання, чутливість знаходиться як різниця чутливостей функцій чисельника і знаменника за тим же параметром: $S_{Z_i}^F = S_{Z_i}^N - S_{Z_i}^D$.

Для систем керування [80] чутливість визначається як відношення змінювання її передавальної функції ($W(p)$ в розділі 1, п.10) до змінювання передавальної функції (або параметрів) об'єкта керування ($W_1(p)$ в структурі, показаній на рис. 1-3,ж) при умові їх малості

$$S_{W_1}^W = \frac{\partial W(p)}{\partial W_1(p)} \cdot \frac{W_1(p)}{W(p)} = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)} \quad \text{і} \quad S_{\alpha}^W = S_{W_1}^W \cdot S_{\alpha}^{W_1}, \quad \text{де } \alpha - \text{параметр, який}$$

змінюється в передавальній функції $W_1(p)$.

Чутливість розімкненої системи керування, для якої передавальна функція негативного зворотного зв'язку $W_2(p) = 0$ і $W = W_1$, чутливість дорівнює одиниці ($S_{W_1}^W = 1$) і висока точність керування вимагає високої стабільності компонент, які утворюють передавальну функцію. Чутливість замкненої системи можна зробити значно меншою порівняно із чутливістю розімкненої системи завдяки збільшенню величини $W_1(p)W_2(p)$ в необхідному діапазоні частот.

Чутливість замкненої системи до змінювання передавальної функції зворотного зв'язку ($W_2(p)$) дорівнює:

$$S_{W_2}^W = \frac{\partial W(p)}{\partial W_2(p)} \cdot \frac{W_2(p)}{W(p)} = - \frac{W_1(p)W_2(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)}$$

і може бути близькою до одиниці при достатньо великій величині $W_1(p)W_2(p)$. Тобто змінювання передавальної функції зворотного зв'язку безпосередньо впливає на змінювання передавальної функції системи, тому компоненти, що утворюють $W_2(p)$ повинні бути високостабільними.

2. Поріг чутливості ЕС – це така дія на її вході, що викликає на виході мінімальний сигнал, який впевнено виявляється. По іншому, поріг чутливості – це змінювання значення вимірюваної величини, яке викликає найменше змінювання вихідної величини, яке виявляється.

3. Роздільна здатність визначається в залежності від призначення ЕС і задає мінімальний інтервал за часом або частотою між імпульсними сигналами, які відтворюються із заданим коефіцієнтом модуляції в

осцилографічних або панорамних вимірювальних системах; мінімальний розмір дефекту або вимірювального еталона, який виявляється на фоні шумів оператором або автоматизованим пристроєм в різних системах дефектоскопії, діагностики і електронної мікроскопії або визначає здатність формувати окремі (розрізнявальні по координатах або по часу із заданим коефіцієнтом модуляції) сигнали, які відповідають зображенню двох близько розміщених одна до одної точок об'єкта в ЕС із перетворенням зображення. Найменші лінійні або кутові віддалі, часові або частотні інтервали і мінімальні розміри об'єкта (дефекту), починаючи з яких сигнали перестають розрізнятися електронною системою визначають її **граничну роздільну здатність**.

Роздільну здатність різних ЕС перетворення зображень вимірюють також аналогічно вимірюванню цієї величини в оптиці або фізіології зору, тобто використовуючи критерій Релея для зображення двох точок [30, 32].

4. **Динамічний діапазон** вихідного сигналу дорівнює відношенню максимального вихідного сигналу до мінімального, при яких забезпечуються технічні характеристики і параметри ЕС. Як правило, мінімальний вихідний сигнал визначається власними шумами ЕС, а максимальний – роздільною здатністю і допустимими нелінійними спотвореннями амплітудних характеристик. В деяких випадках динамічний діапазон визначається як відношення максимального сигналу до ефективного значення власних шумів ЕС. Розраховують динамічний діапазон в разях або в децибелах.

Для деяких ЕС задають динамічний діапазон за вхідним сигналом або **робочий діапазон** вхідних сигналів, який задає абсолютні значення вхідних сигналів, що відповідають мініальному та максимальному вихідному сигналам. Суттєве розширення робочого діапазону в область максимальних сигналів досягається за допомогою вузлів автоматичного зменшення чутливості ЕС при збільшенні вхідного сигналу. Вони автоматично змінюють режими електронних компонент на етапах відбирання, перетворення та підсилення сигналу.

5. Динамічні характеристики ЕС визначаються при наявності на вході ЕС збуджувальної дії (електричної, оптичної, лазерної і т.д.), яка змінюється за часом. Властивості ЕС в динамічних режимах, коли час змінювання вихідної величини сумірний з інерційністю процесів в самих системах, описуються сукупністю динамічних характеристик. Динамічні характеристики можна розрахувати, якщо задана математична модель ЕС у вигляді системи інтегро-диференціальних рівнянь, або еквівалентна схемотехнічна модель ЕС у вигляді відповідних з'єднань і набору необхідних електронних компонент, а також виміряти експериментально для заданих вхідних сигналів. До найбільш загальних і однозначно зв'язаних між собою динамічних характеристик ЕС відносять перехідну, імпульсну, амплітудно-фазову і передавальну.

Перехідна характеристика $h(t)$ – це безрозмірна часова характеристика, яка отримується на виході ЕС при подаванні на її вхід сигналу у вигляді східчастої одиничної функції $\frac{x(t)}{x_M} = f(t)$, де x_M – величина сигналу, $f(t)=0$ при $t < 0$ і $f(t)=1$ при $t \geq 0$ (таку $f(t)$ називають функцією вмикання або одиничною функцією).

Імпульсна характеристика $g(t)$ – це часова характеристика ЕС, яка отримується при подаванні на її вхід сигналу у вигляді дельта функції ($f(t)=\delta(t)$ – імпульс нульової тривалості і безмежної амплітуди при $t=0$). Перехідна $h(t)$ та імпульсна $g(t)$ характеристики ЕС зв'язані між собою наступними співвідношеннями:

$$h(t) = \int_0^t g(t) dt; \quad g(t) = \frac{dh(t)}{dt}. \quad (3-7)$$

Амплітудно-фазова характеристика $\bar{G}(\omega)$ – це частотна характеристика ЕС, отримана при вхідному гармонічному сигналі ($f(t)=e^{j\omega t}$, де ω – кругова частота), яка визначається як відношення

усталених значень вихідного сигналу $y(\omega, t) = y_M(\omega) e^{j[\omega t + \varphi(\omega)]}$ до вхідного $x(\omega, t) = x_M(\omega) e^{j\omega t}$:

$$\bar{G}(\omega) = \frac{y(\omega, t)}{x(\omega, t)} = \frac{y_M(\omega)}{x_M(\omega)} e^{j\varphi(\omega)}, \quad (3-8)$$

де x_M і y_M – максимальні величини вхідного та вихідного сигналів, $\varphi(\omega)$ – залежність від частоти різниці фаз між вихідним та вхідним сигналами лінійних систем в усталених режимах і її називають **фазочастотною характеристикою (ФЧХ) ЕС** [11, 99].

Залежність від частоти відношення амплітуд вихідного та вхідного сигналів називають амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) ЕС:

$$A(\omega) = \frac{y_M(\omega)}{x_M(\omega)} = |\bar{G}(\omega)|. \quad (3-9)$$

На рис. 3-3 зображена АЧХ, типова для осцилографічної ЕС. Якщо осцилограф працює при відкритому вході і гальванічно зв'язаний із джерелом вимірювальної інформації, тоді його АЧХ починається із нульової частоти (пунктирна лінія) і

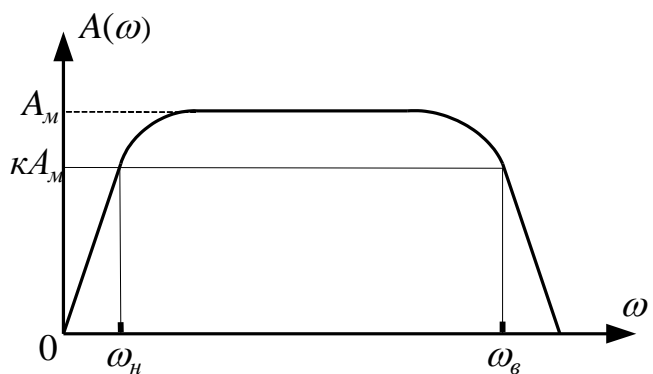


Рис. 3-3. АЧХ осцилографічної системи
(пунктиром – для відкритого входу)

простягається до верхньої граничної частоти, після якої починається її спадання. АЧХ осцилографа із закритим входом (через вхідну розділювальну ємність) при нульовій частоті дорівнює нулю і із збільшенням частоти досягає максимального значення .

Верхня та нижня частоти (ω_g, ω_n) знаходяться на рівні κA_M , де $\kappa < 1$ і величина κ визначається для кожної системи із врахуванням властивих їй особливостей. Залежність $A(\omega)$ на частотах, які більші граничної, а також величина ω_g залежить від технічної реалізації ЕС, параметрів **вхідних** та

вихідних кіл (активні та реактивні складові комплексних опорів) окремих вузлів і ЕС загалом.

Смуга частот $\Delta\omega = \omega_в - \omega_н$, в межах якої АЧХ ЕС змінюється не більше, ніж на задану в технічному завданні величину, називається її **смугою пропускання** і є важливим параметром. Часто замість смуги пропускання задають початкову або нижню $\omega_н$ та верхню граничну $\omega_в$ частоти. В багатьох ЕС $\Delta\omega$ визначається для $\kappa = 1/\sqrt{2}$, що відповідає зменшенню АЧХ до величини 0,707 від A_m , якщо сигналами є напруги або струми, або зменшенню АЧХ в два рази, якщо сигналом є потужність. Величинам указаних зменшень відповідає величина -3 дБ.

Часто використовують нормовані АЧХ: $A(\omega)/A_m$, по яких безпосередньо визначають смугу пропускання.

Підсилювальні вузли, ланки або системи характеризуються параметром **коефіцієнт підсилення** за напругою, струмом, або потужністю (відповідно для вхідних та вихідних сигналів, заданих напругами, струмами або потужностями), які визначаються як відлікові значення АЧХ для заданої частоти. Аналогічно для вузлів, в яких відбувається зменшення сигналів (наприклад, атенюатори, пасивні фільтри і т.д.) вводять параметр **коефіцієнт поглинання**.

Амплітудно-фазові $\bar{G}(\omega)$, імпульсні $g(t)$ та перехідні $h(t)$ характеристики ЕС зв'язані між собою перетвореннями Фур'є:

$$\begin{aligned}\bar{G}(\omega) &= \int_0^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} \frac{dh(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt; \\ g(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(\omega) e^{j\omega t} d\omega.\end{aligned}\tag{3-10}$$

Однозначний зв'язок між характеристиками дозволяє розраховувати імпульсну $g(t)$ та амплітудно-фазову $\bar{G}(\omega)$ характеристики за перехідною характеристикою $h(t)$, експериментальне вимірювання якої вимагає

формування найбільш простого вхідного сигналу і розповсюдженого осцилографічного методу вимірювання вихідного сигналу.

Перехідні та імпульсні характеристики дозволяють розрахувати сигнали на виході лінійних ЕС для любых вхідних сигналів, використовуючи інтеграли Дюамеля (інтеграли суперпозиції) [11, 61]. Вихідний сигнал розраховується, наприклад, через операцію згортки вхідного сигналу та імпульсної характеристики:

$$y(t) = S \int_{-\infty}^t x(\tau) g(t-\tau) d\tau .$$

Якщо вхідними сигналами для конкретної ЕС є тестові сигнали, тоді по вихідних сигналах можна розрахувати необхідні параметри ЕС (наприклад, роздільну здатність).

Амплітудно-фазова характеристика дозволяє по спектру вхідного сигналу розрахувати спектр сигналу на виході лінійної системи і в подальшому вихідний сигнал. Спектр вхідного сигналу визначається як пряме перетворення Фур'є для одиночних сигналів або рядом Фур'є для періодичних сигналів.

Завважимо, що перехідна характеристика ЕС в деяких випадках визначається при подаванні на її вхід сигналу у вигляді вмикання гармонічного сигналу ($f(t)=0$ при $t < 0$ і $f(t)=\sin(\omega t + \varphi_0)$ при $t \geq 0$, φ_0 – початкова фаза) і така характеристика не зв'язана з другими динамічними характеристиками співвідношеннями (3-7) та (3-10).

Передавальна характеристика (функція) ЕС $W(p)$ – це відношення вихідного сигналу до вхідного, які задані в формі перетворень Лапласа за нульових початкових умов. Її визначають також як перетворення Лапласа від імпульсної характеристики:

$$W(p) = \int_0^{\infty} g(t) e^{-pt} dt , \quad (3-11)$$

де комплексна змінна p – оператор Лапласа.

Функцію $W(p)$ називають операторним коефіцієнтом передачі ланки або системи. Вона переходить в амплітудно-фазову характеристику, якщо прийняти $p = j\omega$ (див. (3-10) і (3-11)).

Передавальна характеристика (див. розділ 1, п. 10; розділ 3, п.3.1 та п.3.2) використовується також для визначення усталеної похибки ЕС [80] після закінчення перехідного процесу, обумовленого зовнішньою дією, яка задається у вигляді одиничної східчастої функції. Похибка визначається як різниця між вхідним та вихідним сигналами в операторному вигляді і дорівнює $E_p(p) = X(p) - Y(p) = [1 - W(p)]X(p)$ для розімкненої ЕС і $E_\zeta(p) = X(p) \left[1 - \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)} \right] = \frac{1 + W_1(p)W_2(p) - W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)} X(p)$ для замкнутої ЕС із негативним зворотним зв'язком.

Якщо враховувати перетворення Лапласа для східчастої функції ($X(p) = \frac{1}{p}$) і теорему про кінцеві значення функції та її зображення ($\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} (p \cdot E(p))$), тоді для усталених похибок розімкнених та замкнених ЕС із жорстким зв'язком ($W_2(p) = 1$) отримаємо:

$$e_p(t = \infty) = \lim_{p \rightarrow 0} [p \cdot (1 - W(p)) \cdot \frac{1}{p}] = 1 - W(0) ,$$

$$e_\zeta(t = \infty) = \lim_{p \rightarrow 0} [p \cdot \frac{1}{1 + W_1(p)} \cdot \frac{1}{p}] = \frac{1}{1 + W_1(0)} ,$$

де $W(0)$ і $W_1(0)$ – коефіцієнти підсилення на нульовій частоті (за постійним струмом). Тобто при великих $W(0)$ і $W_1(0)$ усталена похибка розімкнених систем велика, а замкнених – невелика. В замкнених системах із негативним зворотним зв'язком відбувається неперервне вимірювання похибки і формування сигналу, який призводить до зменшення її усталеної величини.

6. Просторові динамічні характеристики аналогічні характеристикам п.5. Вони відносяться до вузлів, блоків і ЕС загалом, в яких сигнали залежать від просторових координат (наприклад, статичне

зображення). По кожній із координат (x і y) площини формування або перетворення зображень розглядаються **перехідні** $h(x)$ і $h(y)$, **імпульсні** $g(x)$ і $g(y)$, **амплітудно-фазові** $\bar{G}(\omega_x)$, $\bar{G}(\omega_y)$, **просторово-частотні** характеристики (ПЧХ) $|\bar{G}(\omega_x)|$, $|\bar{G}(\omega_y)|$, і **нормовані** ПЧХ $K_x(\omega_x) = |\bar{G}(\omega_x)/\bar{G}(0)|$, $K_y(\omega_y) = |\bar{G}(\omega_y)/\bar{G}(0)|$.

Просторові динамічні характеристики взаємозв'язані між собою співвідношеннями, однотипними (3-7) і (3-10), які відносно координати x (аналогічно для координати y) і **кругової просторової частоти** ω_x (аналогічно для ω_y) мають вигляд:

$$h(x) = \int_0^x g(x) dx; \quad g(x) = \frac{dh(x)}{dx}; \quad \bar{G}(\omega_x) = \int_{-\infty}^{\infty} g(x) e^{-j\omega_x x} dx, \quad (3-12)$$

де $\omega_x = 2\pi n_L$ – **просторова частота** і n_L – кількість ліній на одиницю довжини.

Просторові динамічні характеристики відносяться до оптичних вузлів ЕС (об'єктиви, волоконно-оптичні лінії зв'язку, волоконно-оптичні пластини і т.д.), перетворювачів спектрів випромінювання (перетворювачі рентгенівського та інфрачервоного випромінювання у видиме зображення), скануючих перетворювачів випромінювання в електричний сигнал (передавальні ЕПП та їх твердотільні аналоги), перетворювачів розгортки (запам'ятовуючі ЕПП з електричним входним та вихідним сигналами, цифрові ЗП зображення), перетворювачів електричних сигналів у зображення (приймальні ЕПП та їх твердотільні аналоги), зорового аналізатора людини, а також до ЕС загалом, наприклад, до телевізійних або рентгено-телевізійних систем. Експериментально найбільш просто виміряти перехідні характеристики вузлів і всієї ЕС, виходячи із простоти формування вхідного електричного сигналу (як в п.5) для перетворювачів із вхідним електричним сигналом або формування за допомогою непрозорих екранів вхідного оптичного зображення у вигляді перепаду яскравості для перетворювачів зображення в електричний сигнал і для оптичних ланок ЕС. Для перетворювачів спектрів сигналу і перетворювачів випромінювання

інфрачервоного або рентгенівського діапазонів в електричний сигнал перепад потужності випромінювання формують відповідними екранами (наприклад, свинцевою пластиною для рентгенівського випромінювання). Часові та просторові змінні в скануючих перетворювачах зв'язані між собою через швидкість сканування в напрямку відповідної координати. Імпульсні характеристики і ПЧХ розраховуються по експериментальних перехідних характеристиках за формулами (3-12).

Імпульсні просторові характеристики окремих вузлів ЕС можна розрахувати, виходячи із результатів експериментальних вимірювань параметрів елементів перетворювачів або розрахункових даних, які визначаються із конструкції або фізико-топологічних моделей перетворювачів, їх режимів та фізичного принципу роботи. Потім розраховують $h(x)$, $\bar{G}(\omega)$ і $K_{\sim}(\omega_x)$.

Якщо, наприклад, для об'єктива відома функція розсіювання, яка описує розподіл яскравості по координатах x, y , в площині фокусування за об'єктивом від вхідного зображення у вигляді точкового джерела світла, тоді фактично відома імпульсна характеристика об'єктива, оскільки точкове джерело може бути представлене імпульсним сигналом із нульовою протяжністю по координатах x і y ($\delta(x, y)$ імпульс). Аналогічна імпульсна характеристика, яка вимірюється експериментально від точкового джерела рентгенівського або інфрачервоного випромінювання або від джерела у вигляді тонкої лінії, розміщеної перпендикулярно до досліджуваної координати, називається апаратною функцією або функцією розмитості лінії для перетворювачів спектрів зображення. Апаратну функцію використовують також для опису просторових динамічних характеристик зорового аналізатора людини.

В електронно-променевих перетворювачах зображення в електричний сигнал (наприклад, відикони або рентгеновідикони) сформований від джерела випромінювання точковий зарядний рельєф на мішені зчитується електронним променем, розподіл густини струму якого по координатах визначає форму вихідного сигналу і, отже, імпульсну характеристику перетворювача. Якщо

використовується перетворювач на основі твердотільного аналога ЕПП (наприклад, матриця ПЗЗ), тоді імпульсна характеристика визначається розмірами і формою фоточутливих (або рентгеночутливих) пікселів ПЗЗ матриці.

Для електронно-променевих перетворювачів електричних сигналів в електричній імпульсна характеристика визначається розподілом густини струму по координатах записувального і зчитувального променів і наскрізна ПЧХ дорівнює добутку ПЧХ в режимі записування і зчитування [64].

В електронно-променевому перетворювачі електричних сигналів у зображення (наприклад, в кінескопі) імпульсна характеристика визначається як розподіл яскравості по координатах в світловій плямі на екрані перетворювача при подаванні на його вхід $\delta(t)$ імпульсів. Оскільки скануючий електронний промінь на протязі $\delta(t)$ імпульса не змінює свого положення на екрані, розподіл яскравості в світловій плямі пропорційний розподілу густини струму променя по координатах x, y і цей розподіл відповідає імпульсній характеристиці. В твердотільному аналогу перетворювача (наприклад, в індикаторі на рідких кристалах) імпульсна характеристика визначається геометричними розмірами і формою пікселя, який формує зображення.

Загальною для розглянутих вище перетворювачів (окрім твердотільних аналогів ЕПП) може бути прийнята гаусівська апроксимація імпульсної характеристики, яка в нормованому вигляді дорівнює

$g_H(x, y) = e^{-\frac{x^2+y^2}{R^2}} = g_H(x) \cdot g_H(y)$, де $g_H(x) = e^{-\frac{x^2}{R^2}}$; $g_H(y) = e^{-\frac{y^2}{R^2}}$ і R – ефективний радіус, який дорівнює віддалі при якій імпульсні характеристики $g_H(x)$ і $g_H(y)$ зменшуються до величини $1/e$. З врахуванням (3-12) нормовані ПЧХ $K_{\sim}(\omega_x)$ та $K_{\sim}(\omega_y)$ дорівнюють:

$$K_{\sim}(\omega_x) = e^{-\frac{\omega_x^2 R^2}{4}}; \quad K_{\sim}(\omega_y) = e^{-\frac{\omega_y^2 R^2}{4}} \quad (3-13)$$

і мають гаусівську форму відносно просторових частот ω_x, ω_y .

В твердотільних аналогах ЕПП приймають близькою до рівномірної (в границях пікселя) апроксимацію імпульсної характеристики.

ПЧХ $K_x(\omega_x)$, $K_y(\omega_y)$ описують відгук окремих вузлів або ЕС загалом на вхідний гармонічний сигнал, вони відповідають фільтрам нижніх просторових частот (див. (3-13)) і по них можна розрахувати вихідний сигнал для різних вхідних сигналів. Експериментально можна виміряти ПЧХ тільки для перетворювачів із вхідним електричним сигналом і практично неможливо для перетворювачів із вхідним зображенням, оскільки дуже складно формувати світлові або рентгенівські гармонічні зображення з різними просторовими частотами хоч би по одній просторовій координаті.

В зв'язку з цим для вимірювання ПЧХ використовують не гармонічні, а штрихові міри, які утворюються у вигляді груп чорних ліній, які розділені білими пропусками такої ж ширини, як і ширина чорних ліній. Різні групи відрізняються просторовими частотами, які вказуються як кількість пар ліній (чорних і білих) на одиницю довжини. Для рентгенівського випромінювання штрихові міри виготовляються як групи смужок із матеріалу, який має великий коефіцієнт поглинання (вольфрам, молібден, свинець). Смужки розділені повітряними зазорами такої ширини, як самі смужки. ПЧХ, виміряна методом штрихових мір (позначимо її $K_{\text{ш}}(\omega_x)$ для координати x), визначається як відношення різниці вихідних сигналів в максимумі і мінімумі до тієї ж різниці для низької просторової частоти ($n_{\text{л}} \rightarrow 0$).

Для ПЧХ $K_x(\omega_x)$, заданої (3-13), розрахована ПЧХ $K_{\text{ш}}(\omega_x)$ має вигляд [64]:

$$K_{\text{ш}}(\omega_x) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2}(2k+1)\right]}{\frac{\pi}{2}(2k+1)} e^{-\frac{(2k+1)^2 \omega_x^2 R^2}{4}}. \quad (3-14)$$

На рис. 3-4 зображені ПЧХ K_{\sim} і K_{III} відносно узагальненої змінної $\omega_x R$. Характеристики використовуються для різних ЕС, їх вузлів та режимів (змінюється тільки R). Вони дозволяють за довільним відліковим значенням K_{III} для заданого n_L визначити R і по ньому розрахувати K_{\sim} , або за відомого експериментального значення R визначити відлікові значення K_{III} для довільних n_L .

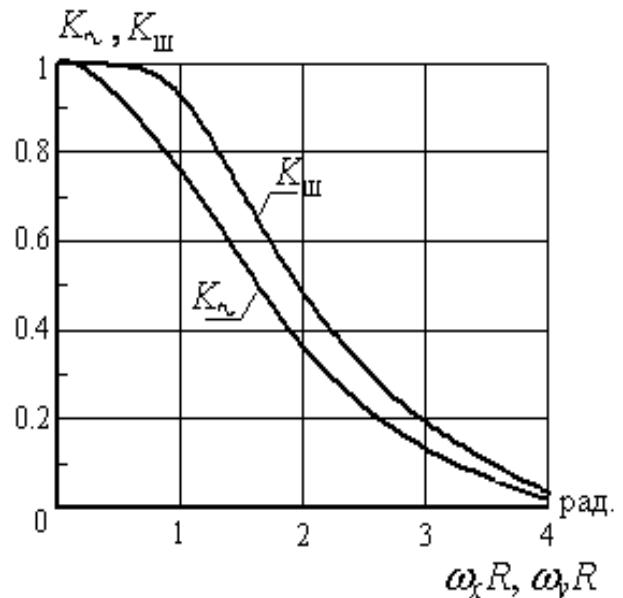


Рис.3.4. ПЧХ для гармонічного сигналу (K_{\sim}) і штрихової міри (K_{III})

7. Об'єм сигналу та швидкість передавання інформації [24, 25].

Реальний сигнал описують трьома узагальненими параметрами:

– **тривалість сигналу** T_c , яка характеризує тривалість передавання повідомлень від джерела сигналу, тривалість зайнятості каналу або передавання сигналу по каналу зв'язку, тривалість введення сигналу в ЕС для його подальшої обробки;

– **частотний спектр сигналу** ΔF_c , який теоретично для сигналів кінцевої тривалості є безмежним, але, враховуючи зменшення спектральної щільності амплітуди (або гармонік для періодичних сигналів) при зростанні частоти, його вибирають кінцевим, виходячи із допустимих спотворень сигналів, або неможливості виділення верхніх спектральних складових із шумів;

– **середня потужність сигналу** P_c , яка є енергетичною характеристикою і разом із наявними перешкодами задають **динамічний діапазон сигналу**, що здебільшого виражається в логарифмічній мірі $D_c = \log_2 (1 + P_c / P_{ш})$, де $P_{ш}$ – середня потужність перешкод (шумів).

Добуток

$$V_c = T_c \Delta F_c D_c \quad (3-15)$$

прийнято називати об'ємом сигналу [24, 25, 29]. В геометричному поданні об'єм сигналу має вигляд паралелепіпеда із сторонами T_c , ΔF_c , D_c (рис. 3-5).

Інформаційний канал можна також характеризувати трьома відповідними узагальненими параметрами: **тривалістю використання каналу T_k , смугою частот каналу ΔF_k , динамічним діапазоном каналу D_k .**

Величина

$$V_k = T_k \Delta F_k D_k \quad (3-16)$$

називається **ємністю каналу**. Неспотворене передавання сигналу можлива тільки при умові, що сигнал по своєму об'єму “вміщається” в ємність каналу (рис. 3-5). Тобто загальна вимога узгодження сигналу із каналом передавання інформації визначається умовою

$$V_c \leq V_k \quad (3-17)$$

Якщо відлік тривалості сигналу починається не з нуля, або перед каналом зв'язку розміщений вузол затримки сигналу, паралелепіпеди V_c і V_k зміщуються по координаті t , і якщо спектр сигналу і смуга частот каналу починаються не з нульової частоти, тоді паралелепіпеди зміщуються відповідно по координаті f .

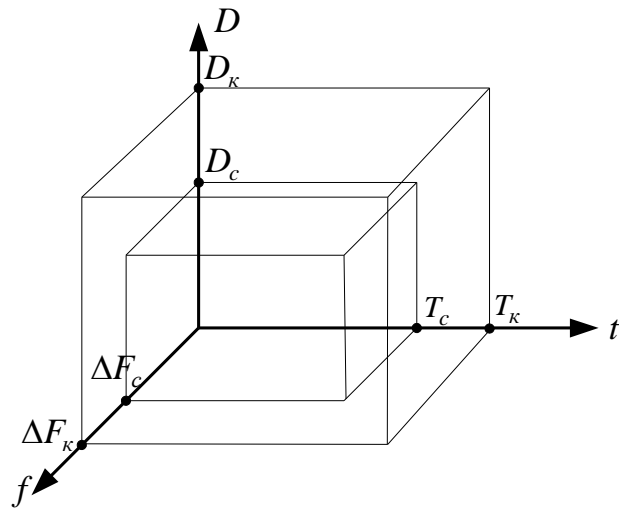


Рис. 3-5. Геометричне подання об'єму сигналу та ємності каналу

Для ЕС, в яких неперервно відбувається відбирання, передавання чи обробка сигналів співвідношення (3-17) вимагає узгодження за трьома параметрами:

$$\begin{aligned} T_c &\leq T_k, \\ \Delta F_c &\leq \Delta F_k, \\ D_c &\leq D_k. \end{aligned} \quad (3-18)$$

Якщо в ЕС сигнали формуються переривчасто, або використовуються методи усунення надмірності інформації, тоді можливе зменшення одного із параметрів за рахунок збільшення іншого параметра (або двох інших параметрів) із збереженням умови (3-17). Наприклад, в ЕС для передавання окремих телевізійних кадрів зображення по вузькосмужних каналах зв'язку телевізійний кадр записується на протязі одного кадра (T_c) в аналоговому або цифровому ЗП, а потім зчитується на протязі значно більшого часу (T_k) і передається по каналу зв'язку. У ЗП відбувається перетворення спектра частот сигналу і для виконання умови (3-17) необхідно вибрати $T_k / T_c = \Delta F_c / \Delta F_k$.

Іншим прикладом пропорційного змінювання часових та частотних параметрів сигналу для узгодження їх із системою обробки сигналів є масштабно-часовий перетворювач широкосмужної осцилографічної системи на основі двопроменевого запам'ятовуючого ЕПП з електричним входним та вихідним сигналами [64]. Високошвидкісна секція записування за допомогою горизонтальних та вертикальних відхильних систем формує на мішені ЕПП зарядний рельєф, що відповідає формі входного одиночного сигналу гігагерцового діапазону частот. Запам'ятований сигнал в подальшому однократно зчитується з необхідною швидкістю лінійною розгортувальною системою (по двох просторових координатах) секції зчитування ЕПП і імпульси-відмітки, які виникають в точках співпадання записаного зарядного рельєфу зі зчитувальним променем, фіксуються в цифровому ЗП і в подальшому передаються по каналу зв'язку в ЕОМ для обробки і відображення форми сигналу. Таким чином, виконується трансформація спектра широкосмужного сигналу в сигнал з меншою смугою частот, який узгоджений за тривалістю, або за спектром з системою подальшої обробки, вимірювання, передавання.

Сукупність засобів, призначених для передавання дискретних сигналів, називають **дискретними каналами** передавання інформації, а для неперервних сигналів відповідно **неперервними каналами**. Процес

передавання інформації характеризують **швидкістю передавання** v_k яка дорівнює кількості інформації, що передається по каналу зв'язку в одиницю часу і вимірюється в [біт/с].

Враховуючи визначення ентропії (див. розділ 2, п. 2), як усередненої кількості інформації на один символ джерела сигналу, що в даному випадку відповідає усередненій інформативності на один дискретний сигнал, який передається, швидкість передавання інформації по дискретному каналу за відсутності перешкод (шумів) в каналі дорівнює

$$v_k = H(U) / \bar{\tau}_n, \quad (3-19)$$

де $\bar{\tau}_n = \sum_{i=1}^N p_i \tau_{n_i}$ – усереднена тривалість передавання дискретного сигналу, p_i – імовірності статистично не зв'язаних між собою дискретних сигналів тривалістю τ_{n_i} .

Перешкоди у вигляді наводок (описуються детермінованими сигналами) або шумів (описуються недетермінованими випадковими сигналами) враховуються умовною ентропією (див. розділ 2, п. 4) і швидкість передавання інформації при наявності перешкод

$$v_k = [H(U) - H_v(U)] / \bar{\tau}_n. \quad (3-20)$$

Максимальну можливу швидкість передавання називають **пропускною здатністю каналу**, яка для дискретних каналів розраховується за формулами (3-19) або (3-20) для максимальної ентропії (коли дискретні сигнали рівноймовірні) і мінімальної тривалості сигналів, яка визначається смугою частот і динамічним діапазоном каналу, а також обмеженнями, що накладаються на сигнал, перешкоди і допустимі похибки при передаванні.

Шенноном показано [67], що для адитивного гаусівського шуму з рівномірним енергетичним спектром і обмеженою середньою потужністю сигналу можна передавати (використовуючи при цьому достатньо складну систему кодування) по каналах зв'язку двійкові знаки із швидкістю $\Delta F_k \log_2(1 + P_c / P_u)$ біт в секунду при довільній малій частоті помилок. Тому

пропускна здатність дискретних і неперервних гаусівських каналів (гаусівськими називають канали, в яких єдиними перешкодами є білі шуми з нормальним законом розподілу щільності імовірності) дорівнює [25,29,38,67]

$$C = \Delta F_{\kappa} \log_2(1 + P_c / G_{u_0} \Delta F_{\kappa}), \quad (3-21)$$

де G_{u_0} – щільність потужності рівномірного енергетичного спектра шумів, яка має розмірність [Вт/Гц].

Якщо шум має гаусівський закон розподілу, а його енергетичний спектр відрізняється від рівномірного, пропускна здатність визначається із врахуванням ентропійної потужності шуму [27, 28, 29, 67].

Формула (3-21) дозволяє визначати можливості збільшення пропускної здатності каналу в залежності від його смуги частот і спектра сигналу, який може займати певну смугу частот для детермінованих сигналів і може мати рівномірний розподіл щільності потужності у всій смузі частот каналу для випадкових (недетермінованих) сигналів.

Для детермінованих сигналів початкове зростання (близьке до лінійного) пропускної здатності при збільшенні ΔF_{κ} заповільнюється завдяки зменшенню множника $\log_2(1 + P_c / G_{u_0} \Delta F_{\kappa})$ і гранично (при $\Delta F_{\kappa} \rightarrow \infty$) пропускна здатність обмежена величиною

$$C_{i \rightarrow \infty} = \frac{P_c}{G_{\phi_0}} \log_2 e \approx 1,44 \frac{P_c}{G_{\phi_0}}. \quad (3-22)$$

Відношення $\frac{P_c}{G_{u_0}}$ має розмірність частоти і його називають енергопотенціалом каналу зв'язку.

Збільшення пропускної здатності за рахунок розширення ΔF_{κ} доцільне до смуги частот $\Delta F_{\kappa} < \frac{P_c}{G_{u_0}}$, тобто до смуги в якій відношення сигналу до шуму залишається більшим одиниці.

Якщо інформаційні сигнали модулюють ефективне значення напруги генератора білого шуму і у вигляді реалізацій випадкових сигналів з щільністю

потужності $G_{c_{ш}}$ передаються по каналу зв'язку, тоді $P_c = G_{c_{ш}} \Delta F_{\kappa}$ і пропускна здатність (3-21) буде найбільшою і має лінійну залежність від смуги частот каналу:

$$C = \Delta F_{\kappa} \log_2 (1 + G_{c_{ш}} / G_{ш_0}). \quad (3-23)$$

Зменшення пропускної здатності каналу для детермінованих сигналів порівняно із випадковими можна враховувати у формулі (3-21) за допомогою коефіцієнта перед відношенням потужностей сигналу і шуму [29], який при обмеженій максимальній (піковій) потужності сигналу дорівнює одиниці, якщо випадковий сигнал має гаусівський закон розподілу щільності імовірності і рівномірний енергетичний спектр, $\approx 0,3$ для синусоїдальних і $\approx 0,7$ для трикутних сигналів.

Відношення швидкості передавання інформації до пропускної здатності каналу, заданої формулою Шеннона (3-21), визначають як **ефективність системи зв'язку**.

Модуляція інформаційними сигналами випадкових (шумових) сигналів значно розширює їх спектр, що суттєво підвищує пропускну здатність, перешкодостійкість, скритність і багатоканальність надширокосмуужних систем зв'язку [82, 83, 86, 88]. В таких системах використовуються складні сигнали, **база** яких задовольняє умові

$$B_c = \Delta F_c T = 2\beta_c f_0 T \gg 1, \quad (3-24)$$

де T – тривалість (період) сигналу, $\beta_c = \Delta F_c / 2f_0$ – **коефіцієнт широкосмуужності сигналу**, f_0 – середня частота (несуча) сигналу. Сигнали, для яких $B_c \approx 1$ називають простими.

В широкосмуужних системах зв'язку канал характеризують **коефіцієнтом широкосмуужності каналу**. $\beta_{\kappa} = \Delta F_{\kappa} / 2f_0$, де f_0 – середня частота каналу.

8. Надійність ЕС [72, 87] – це властивість виконувати задані функції, зберігати на протязі часу значення прийнятих експлуатаційних параметрів в заданих границях, які відповідають заданим режимам і умовам

використання, технічного обслуговування, зберігання і транспортування. Надійність – це: – безвідмовність; – довговічність; – збереженість. **Безвідмовність** – властивість неперервно зберігати працездатність на протязі деякого часу. **Довговічність** – властивість зберігати працездатність до появи граничного стану при встановленій системі технічного стану і ремонті. **Збереженість** – властивість збереження працездатного стану на протязі часу після зберігання і транспортування. **Ремонтпридатність** – властивість пристосовуватися до попередження і виявлення причин виникнення відмов і усуненню їх наслідків шляхом проведення ремонтів і технічного обслуговування.

Відмова – повна або часткова втрата працездатності ЕС. Відмова – це випадкова подія, яка може бути залежною і незалежною. **Раптові відмови** виникають при стрибкоподібних змінюваннях основних параметрів ЕС і виходу їх із області допустимих значень – наприклад, старіння матеріалу *p-n* переходу електронних компонентів. Розрізняють **відновну** ЕС, яка у випадку відмови може бути відновлена, і **невідновну** ЕС, яка після відмови не підлягає відновленню. **Напрацювання на відмову** – середній час напрацювання відновної ЕС за період експлуатації між відмовами. Строк служби – календарна тривалість експлуатації ЕС до руйнування.

Функції та параметри надійності.

Якщо час безвідмовної роботи ЕС позначити T , а поточний час прийняти t , тоді імовірність події, яка полягає в тому, що $T > t$, тобто імовірність відсутності відмов ЕС на протязі часу t називають функцією надійності $P(T > t)$. Ця функція є основною кількісною характеристикою надійності ЕС і визначає імовірність того, що в заданому інтервалі часу t або в межах заданого напрацювання на відмову при заданих режимах і умовах експлуатації в ЕС не виникне відмов.

Аналогічно вводиться функція ненадійності $Q(T \leq t)$, яка визначає імовірність появи відмови в ЕС на протязі часу t .

Безпосередньо із визначення функцій надійності та ненадійності випливає:

$$\begin{aligned} P(T > t) + Q(T \leq t) &= 1, \\ 0 \leq P(T > t) \leq 1; \quad 0 \leq Q(T \leq t) \leq 1, \end{aligned} \quad (3-25)$$

$$P(T > t_2) \leq P(T > t_1); Q(T \leq t_2) \geq Q(t_1) \text{ для } t_2 > t_1.$$

Для ЕС, які справні в початковий момент часу ($t=0$) і мають кінцевий час працездатності маємо:

$$\begin{aligned} P(t=0) &= 1, \quad Q(t=0) = 0; \\ P(t=\infty) &= 0, \quad Q(t=\infty) = 1. \end{aligned} \quad (3-26)$$

Із теорії ймовірності відомо, що функція виду $Q(T \leq t)$ є інтегральною функцією розподілу відносно випадкової величини T . Отже, функція ненадійності є функцією інтегральної ймовірності часу безвідмовної роботи системи. Похідну від цієї функції називають щільністю розподілу часу безвідмовної роботи (або диференціальною імовірністю безвідмовної роботи ЕС):

$$p(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{dP(t)}{dt}. \quad (3-27)$$

Тут і надалі для спрощення T опущено.

Зручною для використання є характеристика надійності ЕС, яка називається **інтенсивністю відмов** $\lambda(t)$ і визначається за формулою

$$\lambda(t) = \frac{p(t)}{P(t)}. \quad (3-28)$$

З врахуванням (3-28) і (3-27) знаходимо $p(t) = \lambda(t)P(t) = -\frac{dP(t)}{dt}$ звідки

$$\frac{dP(t)}{P(t)} = -\lambda(t)dt \text{ і після інтегрування з врахуванням граничної умови (3-26)}$$

$P(t=0)=1$ отримаємо:

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t)dt}. \quad (3-29)$$

Зручністю λ -характеристик є їх адитивність по відношенню до окремих елементів, вузлів чи підсистем в ЕС, якщо відмови в них є незалежними.

Тому, якщо ЕС складається із n елементів, тоді інтенсивність відмов системи $\lambda(t)$ дорівнює сумі відмов її елементів $\lambda_i(t)$:

$$\lambda(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i(t). \quad (3-30)$$

Це безпосередньо впливає із імовірності складної події, яка дорівнює добутку ймовірностей окремих подій і з експоненціальних залежностей виду (3-29) для окремих подій.

Важливим числовим параметром надійності є **напрацювання на відмову** T_0 , який є математичним сподіванням випадкової величини T : $T_0 = \int_0^{\infty} t p(t) dt$. Після інтегрування по частинах з врахуванням (3-27) і граничних умов (3-26) отримаємо:

$$T_0 = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (3-31)$$

Для випадку $\lambda = \text{const}$ $P(t) = e^{-\lambda t}$ і

$$T_0 = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}, \quad (3-32)$$

а функція надійності має вигляд $P(t) = e^{-\frac{t}{T_0}}$.

Експоненціальна функція надійності (3-29) зручна у використанні, розповсюджено застосовується при аналізі надійності і має важливу властивість, яка відноситься до визначення надійності ЕС $P(t/t_1)$ на інтервалі (t_1, t) , якщо відомо, що система працювала без відмов до моменту часу t_1 . Виходячи із правила множення ймовірностей і (3-29) отримаємо

$P(t/t_1) = e^{-\int_{t_1}^t \lambda(t) dt}$, яка для $\lambda = \text{const}$ задається формулою

$$P(t/t_1) = e^{-\lambda(t-t_1)} \quad (3-33)$$

і не залежить від того, на протязі якого часу система уже безвідмовно працювала.

З іншої сторони можна показати, що якщо надійність системи не залежить від того, яку тривалість вона вже пропрацювала безвідмовно, то функція надійності такої системи буде обов'язково експоненціальною. Теоретично такий закон можна застосовувати тільки для систем, які не

підлягають зношуванню або старінню в процесі експлуатації. Тому на практиці експоненціальний розподіл надійності використовують у тих випадках, коли процес старіння або зношування в ЕС протікає достатньо повільно і аналізуються порівняно малі інтервали роботи ЕС.

Іноді для оцінки надійності використовують **імовірність безвідмовної роботи** $P(t_0)$ за деякий час t_0 . Для експоненціальної функції (3-29), $\lambda = \text{const}$ і умови $T_0 \gg t_0$ маємо $P(t_0) = e^{-\lambda t_0} \approx 1 - \lambda t_0 = 1 - \frac{t_0}{T_0}$.

Більш універсальним параметром, який не залежить від t_0 є **імовірність відмови за одиницю часу**

$$\lambda_e = \frac{1 - P(t_0)}{t_0},$$

який можна назвати ефективною інтенсивністю відмов, оскільки для малих t_0 і постійних λ :

$$\lambda_e \approx \frac{1 - (1 - \lambda t_0)}{t_0} = \lambda.$$

Параметр **гарантований технічний ресурс** t_γ , який відповідає гарантованій імовірності γ і визначається з рівняння

$$P(t_\gamma) = \gamma$$

і при $\lambda = \text{const}$ $e^{-\lambda t_\gamma} = \gamma$ або $t_\gamma = -T_0 \ln \gamma$. Оскільки, γ близька до 1, тоді $t_\gamma \approx (1 - \gamma)T_0$ і, наприклад, для $\gamma = 0.9$ гарантований ресурс дорівнює тільки $0.1T_0$.

Розглянуті вище характеристики і параметри надійності відносяться як до відновних так до невідновних ЕС. Відновні ЕС після відмови можна відремонтувати і відновити їх працездатність. Такі ЕС характеризують від початку експлуатації до першої відмови і для повного опису працездатності систем вводять характеристики і параметри ремонту (відновлення). До них відносять **функцію ремонту** $R(t)$, яка визначає імовірність того, що час відновлення t_g буде меншим заданого часу t і є функцією розподілу часу

відновлення. Аналогічно до $p(t)$, $\lambda(t)$ і T_0 вводять поняття **щільності розподілу часу відновлення** $r(t) = \frac{dR(t)}{dt}$, **інтенсивності ремонту**

$$\mu(t) = \frac{r(t)}{1 - R(t)}, \text{ і середнього часу відновлення } T_g = \int_0^{\infty} tr(t)dt = \int_0^{\infty} (1 - R(t))dt.$$

Якщо μ – постійна величина, то $R(t) = e^{-\mu t}$, $T_g = \mu^{-1}$.

Працездатність відновних ЕС характеризує **коефіцієнт готовності** $K = \frac{T_0}{T_0 + T_g}$, який дорівнює відношенню тривалості безвідмовної роботи системи за період експлуатації до суми тривалості безвідмовної роботи і тривалості ремонтів за той же період експлуатації.

Експериментальне визначення характеристик та параметрів надійності ЕС відбувається з використанням даних про відмови, отримані на протязі експлуатації або випробувань. Найбільш важливими факторами, які впливають на надійність є: тиск (високий, низький, вакуум), температура, склад атмосфери, радіація, вологість, вібрації, шуми, ударні навантаження. Використовуючи дані про відмови ЕС, знаходять одну з характеристик і в подальшому визначають інші для різних методик визначення кількості відмов [72].

Найпоширеніший метод вимірювання характеристик надійності відноситься до розповсюджених компонент ЕС, коли випробовують велику кількість N однакових компонент і на інтервалах часу від t до $t + \Delta t_i$ фіксують кількість компонент $n(t)$ і $n(t) + \Delta n(t)$, які відмовили. Кожний компонент, який вийшов з ладу зразу ж замінюється справним. Інтервал Δt_i визначається методикою вимірювань і може бути вибраним, наприклад, таким, на протязі якого відбувається 5-6 відмов. Розглянуті вище характеристики розраховуються за формулами:

$$Q(t) \approx \frac{n(t)}{N}; P(t) \approx \frac{N - n(t)}{N};$$

$$p(t) \approx \frac{n(t + \Delta t_i) - n(t)}{N \Delta t_i} = \frac{\Delta n(t)}{N \Delta t_i}; \quad (3-34)$$

$$\lambda(t) \approx \frac{\Delta n(t)}{(N - n(t)) \Delta t_i}.$$

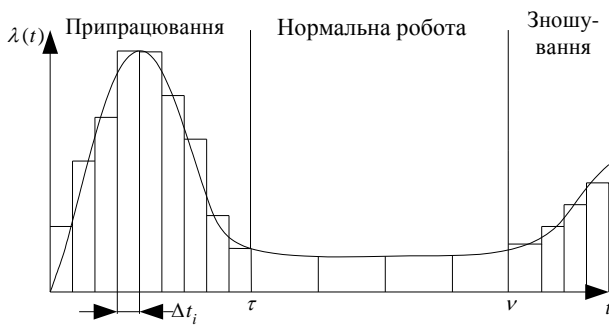


Рис. 3-6. Типова гістограма інтенсивності відмов компонентів ЕС

Типова гістограма $\lambda(t)$ і відповідна їй неперервна крива показані на рис. 3-6. По осі часу здебільше використовують логарифмічний масштаб. На характеристиці $\lambda(t)$ можна виділити три стадії роботи

компонент. Перша – стадія **припрацювання** з підвищеною інтенсивністю відмов, обумовлених скритими виробничими дефектами (погане припаювання, дефекти монтажу та інше). Другий інтервал від τ до ν характеризується малою інтенсивністю відмов – стадія **нормальної роботи**. Третя стадія – **зношування** характеризується постійним зростанням відмов. Причина відмов полягає в тому, що за час ν параметри кожного компонента, який виходить з ладу в результаті випадкового дрейфу, що має місце внаслідок впливу дестабілізуючих факторів, наближається до границь областей допустимих значень. Тому незначні навантаження, а тим більше перевантаження, виводять ці компоненти із області безвідмовної роботи. На проміжку від τ до ν інтенсивність відмов суттєво менша внаслідок відбраковування малонадійних компонент при входному контролі і випробовуванні компонент та ЕС.

Забезпечення надійності ЕС неможливе без повної та достовірної інформації про відмови її елементів. Єдиним шляхом отримання такої інформації є збирання та обробка результатів випробовування і експлуатації ЕС. При підвищенні надійності елементів отримання достовірних даних вимагає випробовування більших партій елементів на протязі тривалішого часу, що значно збільшує вартість проведення таких випробувань. Незважаючи на це в даний час є

достатня кількість матеріалів про надійність різних виробів та залежності інтенсивності відмов від умов експлуатації та проведення заходів по підвищенню надійності [72].

3.3. Характеристики та параметри

випадкових сигналів

Інформаційні сигнали в ЕС зазнають впливу перешкод, які виникають в самій системі і поступають із зовнішнього середовища. Більшість перешкод є адитивними, тобто сумуються із сигналом, деякі перешкоди називають мультиплікативними – перемножуються із сигналом і комбінованими – перемножуються і сумуються із сигналом. В залежності від спектральних і часових характеристик розрізняють три типи перешкод:

1. Перешкоди від різних потужних промислових установок, наводки від електромереж та мереж комутації великих струмів, інтермодуляційні і комбінаційні перешкоди (див. п. 4.2, шуми і зменшення потужності сигналу в каналі зв'язку), перешкоди сусіднього каналу та інші. Перешкоди можна описати детермінованими періодичними функціями із дискретними спектрами.

2. Імпульсні перешкоди, які обумовлені атмосферними розрядами, іскрінням в контактах електротранспорту, електродвигунів і системах запалювання двигунів із внутрішнім згорянням; дефектами ліній зв'язку, космічними перешкодами і т.д. Вони моделюються нерегулярними імпульсними функціями із обмеженими суцільними спектрами.

3. Флуктуаційні перешкоди або шуми. Вони обумовлені дискретністю носіїв заряду (електронів, дірок, іонів) та енергій (кванти світла або іншого випромінювання) і випадковим характером різних фізичних величин (наприклад, швидкість, довжина дифузії, час вільного пробігу, час життя та рекомбінації носіїв заряду), які впливають на концентрацію носіїв заряду і

отже випадкове миттєве відхилення (флуктуацію) напруг та струмів в компонентах електронних схем відносно усереднених значень, що задаються режимами компонент і умовами навколишнього середовища (температура, рівень радіації і т.д.). Шуми моделюються недетермінованими нерегулярними функціями із суцільними спектрами і описуються статистичними характеристиками та параметрами [92-97]. Теплові, дробові, генераційно-рекомбінаційні, фотонні, космічні та інші шуми називаються природними шумами на відміну від технічних шумів (наприклад, флікерні, структурні та інші шуми), які можна зменшити технологічними удосконаленнями на етапі виготовлення електронних компонент.

Методами екранування чутливих вхідних вузлів ЕС суттєво зменшуються перші дві складові сумарних перешкод, тому шуми є основною причиною обмеження мінімального сигналу, який можна підсилити, виділити із шумів і розпізнати, дешифрувати чи провести автоматизовану обробку сигналу. Тобто шуми накладають обмеження на технічні параметри (наприклад, чутливість, динамічний діапазон, роздільну здатність, точність вимірювання, інформаційну ємність і т.д.) ЕС. В системах без каналів зв'язку шуми є єдиною причиною обмеження відношення сигнал/шум і відповідно й інших параметрів. З іншої сторони шуми доцільно використовують у вимірювальній техніці, фізичних дослідженнях напівпровідникових матеріалів і в широкосмужних системах зв'язку [82, 83, 88, 90].

Генератори білого шуму [71] є універсальними джерелами сигналів для вимірювання чутливості і калібрування за потужністю приймальних систем в різних частотних діапазонах, вимірювання коефіцієнта шуму і нелінійних спотворень в підсилювачах, імітації повного сигналу в системах багатоканального зв'язку. За шумами визначається надійність електронних компонент. Надійність встановлюється за результатами порівняння експериментально виміряних енергетичних спектрів сумарного шуму заданого компонента і надійного компонента такого ж типу. Змінювання

контактних опорів в компоненті і можливі дефекти напівпровідникового матеріалу змінюють потужність шуму і його енергетичний спектр.

Псевдовипадкові послідовності (псевдошумові сигнали), які використовуються в широкосмужних телекомунікаційних системах для передавання інформаційних сигналів, описуються такими ж характеристиками і параметрами, що й шуми.

Флуктуаційні перешкоди можна спостерігати на звичайних і запам'ятовуючих осцилографах та на інших реєструючих приладах. Часову залежність флуктуаційної перешкоди називають **реалізацією** випадкового сигналу (шуму), а сукупність реалізацій – **ансамбль реалізацій**. На рис. 3-7 показаний ансамбль із чотирьох реалізацій,

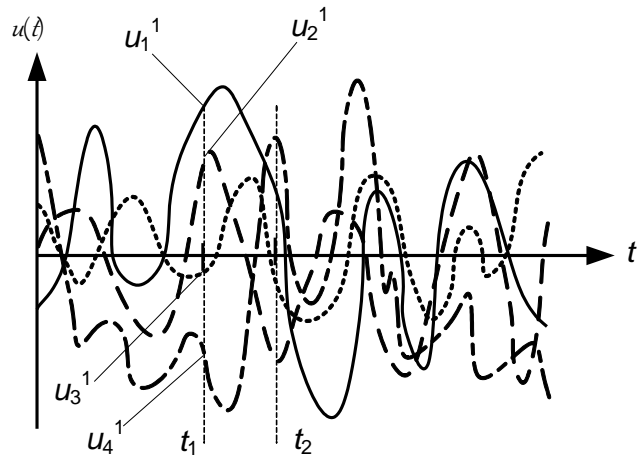


Рис. 3-7. Ансамбль реалізацій випадкового сигналу

кожна з яких є повністю нерегулярною залежністю за періодом та напругою. Влюбий момент часу, який називають перетином ансамблю реалізацій, утворюється множина випадкових величин (наприклад, u_1^1 , u_2^1 , u_3^1 , u_4^1 для перетину t_1 на рис. 3-7), сукупність можливих значень яких в кожному перетині є неперервною випадковою величиною U . Однією із характеристик цієї величини є щільність імовірності, або закон розподілу імовірності випадкової величини U :

$$p(u) = \lim_{\Delta u \rightarrow 0} \frac{P(u \leq U \leq u + \Delta u)}{\Delta u}, \quad (3-35)$$

де $P(u \leq U \leq u + \Delta u)$ – імовірність того, що величина U знаходиться в межах між u та $u + \Delta u$. Щільність імовірності $p(u)$ характеризує кожний перетин $t = \text{const}$ і називається одновірною.

В електронних приладах і схемах внаслідок кінцевих величин ємності, індуктивності, маси носіїв заряду, швидкості розповсюдження електромагнітного поля і т.д. усі фізичні процеси мають “інерційність”

(наприклад, струм в індуктивності або напруга на ємності не можуть змінюватися стрибкоподібно). Інерційність призводить до того, що випадкові величини U для двох близьких перетинів будуть взаємозв'язаними і цей зв'язок характеризує двомірна щільність імовірності $p(u_1, u_2)$, яка визначає щільність імовірності того, що випадкова величина U дорівнює величині в околі u_1 в момент часу t_1 і величині в околі u_2 в момент часу t_2 . Аналогічно вводять поняття n -мірної щільності імовірності, яка дає можливість більш повно характеризувати випадковий сигнал.

За відомими характеристиками $p(u)$ і $p(u_1, u_2)$ визначають:

- середнє значення (або математичне сподівання)

$$\bar{u} = \int_{-\infty}^{\infty} u p(u) du, \quad (3-36)$$

- дисперсію (D) і середньоквадратичне відхилення (σ)

$$D = \sigma^2 = \overline{(u - \bar{u})^2} = \int_{-\infty}^{\infty} (u - \bar{u})^2 p(u) du, \quad (3-37)$$

- функцію кореляції

$$R(t_1, t_2) = \overline{u_1(t_1) u_2(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t_1) u_2(t_2) p(u_1, u_2) du_1 du_2, \quad (3-38)$$

які характеризують усередині за ансамблем реалізацій параметри \bar{u} і σ^2 для кожного перетину і функцію $R(t_1, t_2)$ для двох перетинів (t_1, t_2) . Якщо $p(u)$ і відповідно (3-36), (3-37) не залежать від часу, а функція кореляції не залежить від абсолютних значень t_1, t_2 і залежить тільки від їх різниці, тоді такі випадкові сигнали називають **стаціонарними**. В протилежному випадку їх називають **нестационарними**.

Більшість стаціонарних випадкових сигналів є **ергодичними**. Суть ергодичності полягає в тому, що довільна імовірнісна характеристика сигналу, яка отримана усередненням за ансамблем реалізацій дорівнює аналогічній характеристиці, отриманій усередненням за часом однієї із реалізацій (довільній). Часовий інтервал реалізації (позначимо його T_p)

повинен бути достатньо великим і із збільшенням T_p імовірність співпадання відповідних характеристик прямує до одиниці. Властивість ергодичності можна пояснити тим, що оскільки маємо незалежний від часу випадковий сигнал, реалізація процесу, яка взята на достатньо тривалому інтервалі часу, містить в собі імовірнісні характеристики випадкового сигналу. Властивість ергодичності, яка доказана Хінчином А.Я., має теоретичне і особливо практичне значення, оскільки відпадає необхідність реєстрації і обробки великої кількості реалізацій. Необхідні параметри і характеристики розраховуються або вимірюються експериментально по даній реалізації.

В загальному випадку для сигналу $u(t)$, який на інтервалі часу $0 \leq t \leq T_p$ є сумою постійної напруги і випадкового сигналу можна безпосередньо визначити:

- **постійну складову напруги** (середнє значення)

$$\bar{u} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u(t) dt ; \quad (3-39)$$

- **квадрат ефективного значення напруги** (усереднене значення квадрата напруги)

$$u_{\text{ef}}^2 = \overline{u^2} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u^2(t) dt , \quad (3-40)$$

який визначає потужність сигналу $W = \frac{u_{\text{ef}}^2}{r}$, де r – опір, на якому реєструється $u(t)$;

- **усереднений квадрат флуктуаційної складової** (квадрат ефективної напруги або дисперсію випадкового сигналу)

$$\overline{u_{\sim}^2} = D = \sigma^2 = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} [u(t) - \bar{u}]^2 dt , \quad (3-41)$$

який визначає потужність флуктуаційної складової $W_{\sim} = \frac{\overline{u_{\sim}^2}}{r}$ й знаходиться

також із енергетичного балансу

$$\overline{u_{\sim}^2} = \overline{u^2} - (\bar{u})^2 ; \quad (3-42)$$

- **функцію кореляції**

$$R(\tau) = \overline{u(t)u(t \pm \tau)} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u(t)u(t \pm \tau) dt, \quad (3-43)$$

яка є усередненим добутком сигналу $u(t)$ і зсунутим на інтервал τ цим же сигналом, тому (3-43) називають функцією автокореляції на відміну від функції взаємної кореляції, коли інтегрується добуток різних сигналів;

- **гістограму випадкового сигналу**, яка відповідає одномірній щільності імовірності.

Теоретично параметри і характеристики, розраховані за однією реалізацією, будуть співпадати з відповідними параметрами і характеристиками, розрахованими за ансамблем реалізацій, при умові $T_p \rightarrow \infty$. Для практичних розрахунків інтервал T_p вибирають кінцевим, виходячи із величини часу кореляції (див. далі). Оскільки випадковий сигнал неможливо задати аналітично, розрахунок за формулами (3-39)-(3-43) проводять в ПЕОМ, ввівши в неї через інтерфейс сигнал $u(t)$. Зазначимо, що умовою ергодичності сигналу є зменшення до нуля функції кореляції, розрахованої для випадкової складової сигналу, за умови що τ прямує до безмежності.

Розглянуті параметри і характеристики вимірюються безпосередньо вимірюваними приладами. Наприклад, середнє значення (\bar{u}) вимірюється як постійна складова напруги сигналу $u(t)$, дисперсія чисельно дорівнює потужності випадкової складової $u(t)$, яка вимірюється на опорі $r=1\text{Ом}$, причому покази ватметра (вольтметра) не повинні залежати від форми сигналу (прилади калориметричної або термоелектричної системи). Функція кореляції вимірюється спеціальними приладами – кореляторами, до складу яких входить блок регульованої затримки, помножувач вхідного і затриманого сигналів та інтегратор (суматор).

Енергетичний спектр

Енергетичний спектр є характеристикою розподілу щільності потужності випадкового сигналу в частотному діапазоні. Спектральна

щільність потужності $G(\omega)$ визначається як границя відношення потужності випадкового сигналу у вузькому діапазоні частот (ΔW_\sim) до величини цього діапазону ($\Delta\omega$): $G(\omega) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta W_\sim}{\Delta\omega}$. Повна потужність випадкового сигналу знаходиться інтегруванням в частотному діапазоні:

$$W_\sim = \int_0^\infty G(\omega) d\omega. \quad (3-44)$$

Енергетичний спектр завжди є суцільним і не залежить від часу для стаціонарних випадкових сигналів, характеризується шириною спектра $\Delta\omega_\phi$ (діапазон частот, в якому $G(\omega)$ зменшується вдвоє порівняно з максимальним значенням G_{\max}), еквівалентною шириною спектра $\Delta\omega_{\phi_A}$, яка розраховується за формулою:

$$\Delta\omega_{\phi_A} = \frac{\int_0^\infty G(\omega) d\omega}{G_{i \rightarrow \infty}} \quad (3-45)$$

і середньою частотою ω_o (частотою G_{\max}). Ширина спектра (3-45) задає рівномірний енергетичний спектр $G_{\max} = \text{const}$, який еквівалентний за потужністю спектру $G(\omega)$. В залежності від співвідношення між середньою частотою і шириною спектра розрізняють вузькосмужні ($\omega_o \gg \Delta\omega_\phi$) і широкосмужні (ω_o і $\Delta\omega_\phi$ сумірні) енергетичні спектри. Випадковий сигнал з рівномірним енергетичним спектром в діапазоні частот від нуля до безмежності називають білим шумом. Реально ширина спектра завжди обмежена і поняття білого шуму умовно відносять до рівномірного енергетичного спектра в кінцевій заданій смузі частот.

Енергетичний спектр і реалізації випадкового сигналу взаємозв'язані між собою і більш широкосмужним спектрам відповідають реалізації з частішим переходом через нульове значення флуктуаційних складових реалізацій. Для встановлення однозначного зв'язку між ними розглянемо формально одну із реалізацій флуктуаційної складової сигналу як одиночний детермінований імпульсний сигнал $u(t)$ складної форми на інтервалі $0 \leq t \leq T_p$

і нульовим значенням за межами цього інтервалу. Якщо врахувати спектральну щільність амплітуди сигналу $\bar{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt$ і зворотнє перетворення Фур'є $u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}(\omega)e^{j\omega t} d\omega$, тоді

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}(\omega)e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{j\omega t} dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |\bar{S}(\omega)|^2 d\omega, \end{aligned} \quad (3-46)$$

де $|\bar{S}(\omega)|^2 = \bar{S}(\omega)\bar{S}(-\omega)$ і $\bar{S}(-\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{j\omega t} dt$.

Формула (3-46) відома в спектральному аналізі сигналів як формула теореми Парсиваля. Враховуючи (3-41) для $\bar{u} = 0$, (3-46) і необхідність $T_p \rightarrow \infty$ для теоретичних співвідношень, отримаємо:

$$W_{\sim} = \frac{1}{r} \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u^2(t) dt = \frac{1}{\pi r} \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{1}{T_p} \int_0^{\infty} |\bar{S}(\omega)|^2 d\omega. \quad (3-47)$$

Із порівняння (3-47) і (3-44) знаходимо:

$$G(\omega) = \frac{1}{\pi r} \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{|\bar{S}(\omega)|^2}{T_p}, \quad (3-48)$$

тобто енергетичний спектр визначається усередненням за часом квадрата спектральної щільності амплітуди реалізації і цим можна пояснити те, що різні за формою реалізації випадкового сигналу відносяться до одного спектра. Оскільки $|\bar{S}(\omega)|^2$ є завжди додатною величиною, можна зробити висновок, що енергетичний спектр випадкових сигналів **не має від'ємних значень**. Дисперсія (див. (3-41)) визначається через енергетичний спектр, утворений на одиничному опорі:

$$\sigma^2 = W_{\sim} \Big|_{r=1f.i} = \int_0^{\infty} G(\omega) \Big|_{r=1f.i} d\omega. \quad (3-49)$$

Якщо врахувати зв'язок між кутовими і часовими частотами ($\omega = 2\pi f$) і теорему подібності для спектрів, тоді отримаємо:

$$G(f) = 2\pi G(\omega). \quad (3-50)$$

Енергетичний спектр в приведених вище формулах має розмірність [Вт/(рад/с)] або [Вт/Гц] і для визначення дисперсії або середньоквадратичного значення потрібно знати величину r . Щоб виключити величину опору і розраховувати квадрат ефективного значення випадкового сигналу (шуму) безпосередньо за відомим енергетичним спектром, користуються загально прийнятими розмірностями [В²/(рад/с)] або [В²/Гц] (і розмірностями [А²/(рад/с)] або [А²/Гц]) для енергетичного спектра. Прийmemo надалі такі розмірності і за формулою (3-49) будемо визначати ефективне значення напруги шуму (і струму шуму), незважаючи на величину опору r .

Прилад для вимірювання енергетичного спектру реалізується на основі вузькосмужного фільтра на виході якого вимірюється потужність або ефективна напруга флуктуаційного сигналу і в подальшому розраховуються відлікові значення енергетичного спектра. Середня частота фільтра вибирається, як проміжна частота, що утворюється на виході змішувача (див. розділ 1 п.1.2, принцип перенесення спектра частот). На змішувач подається випадковий сигнал і сигнал гетеродина, частота якого перестроюється в діапазоні частот енергетичного спектра. Для кожної частоти гетеродина розраховується $G(\omega)$.

Функція кореляції

Для ергодичних сигналів функція кореляції характеризує імовірнісний зв'язок між миттєвими відліковими значеннями реалізації. Строго математично функція кореляції із врахуванням (3-43) визначається формулою:

$$R(\tau) = \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u(t)u(t \pm \tau) dt \quad (3-51)$$

звідки слідує симетричність функції кореляції відносно ординати $\tau = 0$. Найбільший зв'язок між відліковими значеннями $u(t)$ і $u(t - \tau)$ (або $u(t + \tau)$)

буде при $\tau = 0$ і найменший при $\tau = \infty$. Тому із врахуванням (3-40) і (3-39)

$R(\tau)_{i \rightarrow \infty} = R(0) = \overline{u^2}$, $R(\tau)_{i \rightarrow \infty} = R(\infty) = (\overline{u})^2$. Остання рівність впливає безпосередньо із теорії імовірності, в якій показано, що середнє значення добутку двох незалежних величин дорівнює добутку середніх значень цих величин. В нашому випадку відлікові значення $u(t)$, які рознесені за часом на $\tau = \infty$ вважаються незалежними. З урахуванням (3-41) і (3-42) отримаємо $D = \sigma^2 = R(0) - R(\infty)$.

Для флуктуаційної складової сигналу (шумів) $R(\infty) = 0$ і дисперсія дорівнює функції кореляції при $\tau = 0$:

$$D = \sigma^2 = R(0). \quad (3-52)$$

Зменшення до нуля функції кореляції при збільшенні τ не завжди є монотонними і $R(\tau)$ може змінювати свій знак (див. далі). Від'ємні значення $R(\tau)$ вказують на те, що найбільш імовірними є протилежні за полярністю відлікові значення $u(t)$, які рознесені на даних інтервалах τ . Швидкість зменшення $R(\tau)$ характеризується **часом кореляції** (τ_K), який визначається як інтервал часу, на якому функція кореляції зменшується до нехтовно малої величини, наприклад, до 1% від максимального значення ($R(0)$). Відлікові значення реалізації, які рознесені за часом на інтервалі більшому часу кореляції, вважають незалежними, тому для практичних розрахунків розглянутих вище параметрів і характеристик T_p необхідно вибирати не меншим часу кореляції.

Іноді реальну спадаючу функцію кореляції замінюють нереальною еквівалентною за площею рівномірною функцією $R(\tau) = R(0)$ в межах еквівалентного часу кореляції ($-\tau_{KE} \leq \tau \leq \tau_{KE}$):

$$\tau_{KE} = \frac{\int_0^{\infty} R(\tau) d\tau}{R(0)}. \quad (3-53)$$

Окрім функції кореляції використовують поняття нормованої (приведеної, безрозмірної) функції кореляції $\rho(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)}$, яку називають також **коефіцієнтом кореляції**.

Функцією кореляції та коефіцієнтом кореляції характеризують не тільки випадкові сигнали, але й періодичні та одиночні детерміновані сигнали. Якщо вибрати, наприклад, періодичним сигналом гармонічний сигнал $u(t) = U_M \sin \omega t$, тоді за формулою (3-51) отримаємо:

$$R(\tau) = \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} U_M^2 \sin \omega t \sin \omega(t + \tau) dt = \frac{U_M^2}{2} \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{1}{T_p} \left[\int_0^{T_p} \cos \omega \tau dt - \int_0^{T_p} \cos \omega(2t + \tau) dt \right] = \frac{U_M^2}{2} \cos \omega \tau,$$

тобто функція (коефіцієнт) кореляції є періодичною функцією тієї ж частоти, що і сигнал, і $R(0) = \frac{U_M^2}{2}$ є квадратом ефективної напруги гармонічного сигналу. В загальному випадку довільного періодичного сигналу функція кореляції також буде періодичною (з таким же періодом що і сигнал) і містить всю інформацію, необхідну для встановлення форми та параметрів сигналу. Принципову різницю функцій кореляцій для шуму і періодичних сигналів (перша зменшується, а друга незгасаюча періодична при збільшенні τ) використовують для виділення періодичних сигналів із адитивних шумів, якщо їх подати на корелятор і задати необхідні величини τ .

Для одиночних імпульсних сигналів кінцевої тривалості функція кореляції, розрахована за формулою (3-51) завжди буде нульовою (оскільки $T_p \rightarrow \infty$), тому використовують наступну формулу:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{T_p} u(t)u(t \pm \tau) dt. \quad (3-54)$$

З (3-54) випливає інша розмірність ($[B^2 \cdot c]$) функції кореляції і її ненульова величина для таких τ , при яких початковий і зсунутий на τ імпульсні сигнали перекриваються. За відсутності перекривання між $u(t)$ і $u(t \pm \tau)$ величина $R(\tau) = 0$.

Імпульсний прямокутний сигнал тривалістю τ_i і амплітудою u_o , а також зміщений на τ імпульс показані на рис. 3-8, а. Там же відзначена (заштрихована) зона перекривання імпульсів, площа якої пропорційна функції кореляції $R(\tau) = \int_{\tau}^{\tau_i} u_o^2 dt = u_o^2 \tau_i - u_o^2 \tau$, показаній на рис. 3-8, б. Для сигналу, що складається із двох прямокутних імпульсів (рис. 3-8, в), графічно побудована функція кореляції показана на рис. 3-8, г. Аналогічно можна побудувати $R(\tau)$ для сигналу із N однакових прямокутних імпульсів з однаковими інтервалами між ними: серія із $2N-1$ рівнобедрених трикутників з основами $2\tau_i$ і вершинами, що змінюються симетрично відносно ординати $\tau=0$ від $Nu_o^2\tau_i$ (центрального для $\tau=0$) до $u_o^2\tau_i$ з дискретністю $u_o^2\tau_i$, інтервал між вершинами трикутників дорівнює інтервалу між імпульсами.

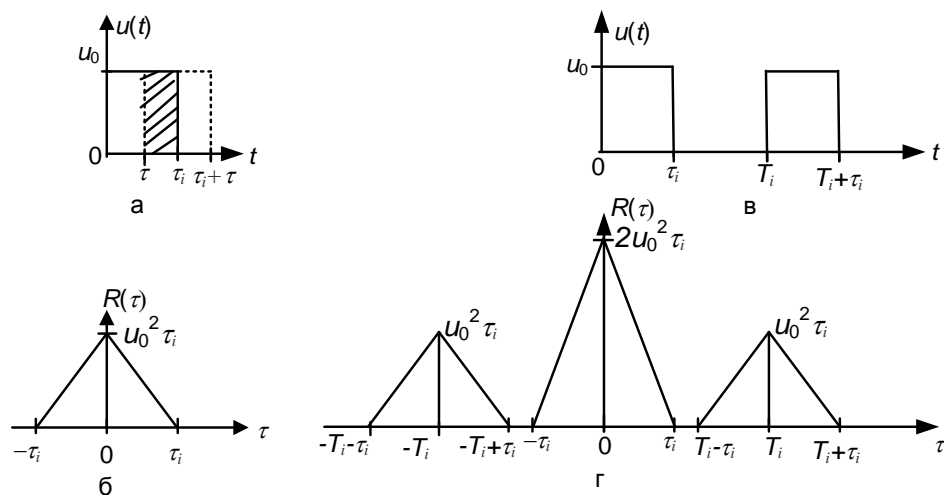


Рис. 3-8. Прямокутні імпульси (а, в) та їх функції кореляції (б, г)

Зв'язок енергетичного спектра з функцією кореляції

Швидкість змінювання відлікових значень в реалізаціях випадкових сигналів визначає час кореляції і більш повільним змінюванням відповідає більший час кореляції. Враховуючи зв'язок реалізації з енергетичним спектром, приходимо до висновку: із збільшенням часу кореляції ширина енергетичного спектра зменшується. Якісний зв'язок між цими параметрами впливає з формули (3-53) із врахуванням (3-52), (3-49) і (3-45):

$\tau_{K_E} = \int_0^{\infty} R(\tau) d\tau / G_{i \hat{a} \hat{e} \hat{n}} \Delta \omega_{\phi_A} \sim (\Delta \omega_{\phi_A})^{-1}$, тобто еквівалентний час кореляції обернено пропорційний еквівалентній ширині спектра.

Функція кореляції і енергетичний спектр однозначно зв'язані між собою перетвореннями Фур'є, які вперше були використані Н. Вінером і А.Я. Хінчином для випадкових сигналів. **Формули Вінера-Хінчина** в комплексному вигляді для енергетичного спектра, який заданий в діапазоні частот $0 \leq \omega \leq \infty$ має вигляд:

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \int_0^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \\ G(\omega) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \end{aligned} \quad (3-55)$$

Є формули Вінера-Хінчина, які відрізняються від (3-55) постійними коефіцієнтами перед інтегралами і “математичними” енергетичними спектрами, в яких діапазон частот задається в межах $-\infty \leq \omega \leq \infty$, вони симетричні відносно ординати $\omega=0$ і їх величини вдвоє менші від $G(\omega)$. Потужність у всьому діапазоні частот “фізичного” і “математичного” енергетичних спектрів однакова.

Якщо врахувати симетричність функції кореляції і використати формули Ейлера для експонент, отримаємо тригонометричну форму запису формул Вінера-Хінчина:

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau d\omega, \\ G(\omega) &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega\tau d\tau. \end{aligned} \quad (3-56)$$

Формули (3-55) і (3-56) дають можливість визначити функцію кореляції за відомим енергетичним спектром і зворотно – енергетичний спектр за відомою функцією кореляції. Нижче розглянемо конкретні приклади спектрів і функцій кореляції, які характерні для шумів ЕС.

1. Широкопasmужний рівномірний енергетичний спектр, або білий шум
в обмеженій смузі частот $G(\omega) = G_0$ для $0 \leq \omega \leq \omega_B$ і $G(\omega) = 0$ для $\omega > \omega_B$, $\omega < 0$

графічно зображений на рис. 3-9, а для трьох верхніх частот (ω_{B_1} , ω_{B_2} і $\omega_{B_3} \rightarrow \infty$). Функція кореляції розраховується за формулою (3-56) і має вигляд:

$$R(\tau) = \int_0^{\omega_B} G_0 \cos \omega \tau d\omega = \frac{G_0}{\tau} \int_0^{\omega_B} \cos \omega \tau d\omega = G_0 \omega_B \frac{\sin \omega_B \tau}{\omega_B \tau}.$$

Графічні зображення функції для ω_{B_1} і ω_{B_2} показані на рис. 3-9, б, які мають вигляд згасаючих функцій з переходами через нуль в точках $\tau = \pm \frac{\pi n}{\omega_B}$, де $n=1,2,3\dots$ – натуральний ряд чисел. В початковій точці ($\tau=0$) $R(0) = G_0 \omega_B$ і відповідно до (3-52) дорівнює дисперсії випадкового сигналу. Розширення смуг частот енергетичного спектра призводить до пропорційного збільшення $R(0)$ (дисперсії) і наближення точок переходу через нуль до початку координат.

В граничному випадку, коли $\omega_B \rightarrow \infty$, функція кореляції перетворюється в $\delta(\tau)$, яка дорівнює нулю для всіх значень τ окрім $\tau=0$, для якого вона безмежна.

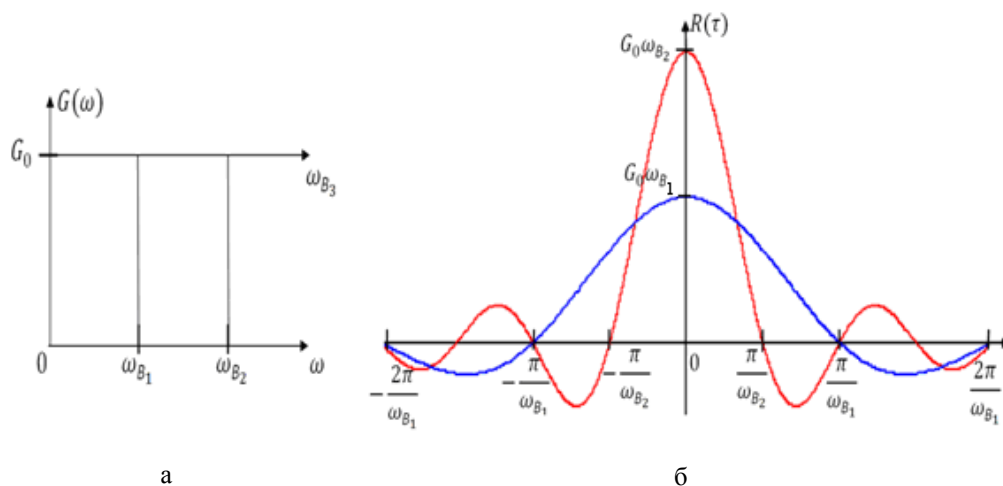


Рис. 3-9. Широкосмужний рівномірний енергетичний спектр (а) і його функція кореляції (б)

Білий шум з безмежною шириною спектра називають дельта-корельованим шумом. Час кореляції такого шуму дорівнює нулю і дисперсія дорівнює безмежності, тому такий тип шуму в природі не існує.

2. Вузькосмужний рівномірний енергетичний спектр $G(\omega) = G_0$ для $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$, $G(\omega) = 0$ для $\omega < \omega_1$, $\omega > \omega_2$ показаний на рис. 3-10, а і задається

середньою частотою $\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ та шириною спектра $\Delta\omega_\phi = \omega_2 - \omega_1$. Функцію кореляції отримаємо за формулою (3-56):

$$R(\tau) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_0 \cos \omega \tau d\omega = \frac{G_0}{\tau} (\sin \omega_2 \tau - \sin \omega_1 \tau) =$$

$$2G_0 \frac{\sin \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} \tau}{\tau} \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \tau = \sigma^2 \frac{\sin \frac{\Delta\omega_\phi}{2} \tau}{\frac{\Delta\omega_\phi}{2} \tau} \cos \omega_0 \tau, \quad (3-57)$$

де $\sigma^2 = G_0 \Delta\omega_\phi$ – дисперсія випадкового сигналу. Графік функції показаний на рис. 10, б.

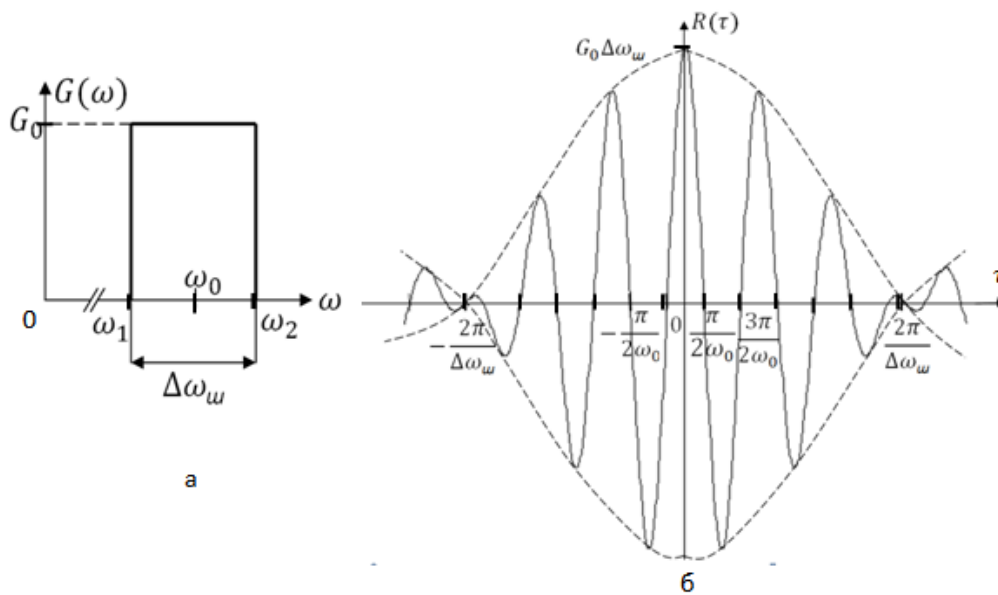


Рис. 3-10. Вузькосмужний рівномірний спектр (а) і його функція кореляції (б)

Вона є косинусоїдою, огибаюча амплітуди якої змінюється за законом $\frac{\sin \frac{\Delta\omega_\phi}{2} \tau}{\frac{\Delta\omega_\phi}{2} \tau}$. Переходи огибаючої через нульові значення відбуваються в точках $\tau = \pm \frac{2\pi n}{\Delta\omega_\phi}$ (де $n=1,2,3\dots$), тобто визначаються шириною енергетичного спектра.

Частота косинусоїди дорівнює середній частоті ω_0 , її період $\frac{2\pi}{\omega_0}$ і переходи функції кореляції через нульові значення відбуваються додатково в точках $\tau = \pm \frac{\pi(2n-1)}{2\omega_0}$.

Зменшення ширини спектра призводить до віддалення від початку координат точок нульових значень огинаючої функції кореляції і для граничної величини $\Delta\omega_0 \rightarrow 0$ вони віддаляються на безмежність і функція кореляції переходить в косинусоїду $R(\tau) = \sigma^2 \cos \omega_0 \tau$, яка відповідає гармонічному сигналу з частотою ω_0 і ефективним значенням σ^2 . Енергетичним спектром для гармонічного сигналу є дельта-функція на частоті ω_0 , тобто $\delta(\omega - \omega_0)$.

Функції кореляції довільних вузькосмужних енергетичних спектрів є згасаючими косинусоїдами, частоти яких дорівнюють середнім частотам енергетичних спектрів, а форми огинаючих косинусоїд визначаються формою енергетичних спектрів.

3. Широкопсмужний гаусівський енергетичний спектр $G(\omega) = G(0) \exp(-\omega^2 / \alpha^2)$ для $\omega \geq 0$, $G(\omega) = 0$ для $\omega < 0$, де α – параметр, що визначає частоту, на якій енергетичний спектр зменшується в “e” разів порівняно з $G(0)$. Функція кореляції розраховується за формулою (3-55), в якій після доповнення показника експоненти до повного квадрата і зведення інтеграла до виду

$$\int_0^\infty e^{-x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \text{ отримаємо:}$$

$$R(\tau) = G(0) \int_0^\infty e^{-\frac{\omega^2}{\alpha^2}} e^{j\omega\tau} d\omega = G(0) e^{-\frac{\alpha^2 \tau^2}{4}} \int_0^\infty e^{-\left(\frac{\omega}{\alpha} - j\frac{\alpha\tau}{2}\right)^2} d\omega = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \alpha G(0) e^{-\frac{\alpha^2 \tau^2}{4}}. \quad (3-58)$$

Тобто функція кореляції має гаусівську форму, $R(0) = \sigma^2 = \frac{\sqrt{\pi} \alpha G(0)}{2}$ і збільшення параметра α призводить до збільшення дисперсії випадкового сигналу і крутості спадання характеристики. Час кореляції знаходимо із умови: $\rho(\tau_K) = \exp(-\alpha^2 \tau_K^2 / 4) = 0,01$, звідки $\tau_K = \frac{2}{\alpha} \sqrt{-\ln 0,01} = \frac{4,29}{\alpha}$.

4. Експоненціальна функція кореляції $R(\tau) = R(0) \exp(-\alpha |\tau|)$, де параметр $\alpha > 0$, що має розмірність $[с^{-1}]$, і для величини $\tau = 1/\alpha$ функція $R(\tau)$ зменшується в “e” разів порівняно з $R(0)$ (див. рис. 3-11, а). Енергетичний

спектр визначимо за формулою (3-56) із врахуванням формули Ейлера

$$\cos \omega \tau = \frac{1}{2} [\exp(j\omega \tau) + \exp(-j\omega \tau)] :$$

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(0) e^{-\alpha \tau} \frac{e^{j\omega \tau} + e^{-j\omega \tau}}{2} d\tau = \frac{R(0)}{\pi} \left(\frac{1}{\alpha - j\omega} + \frac{1}{\alpha + j\omega} \right) = \frac{2\alpha R(0)}{\pi(\alpha^2 + \omega^2)}. \quad (3-59)$$

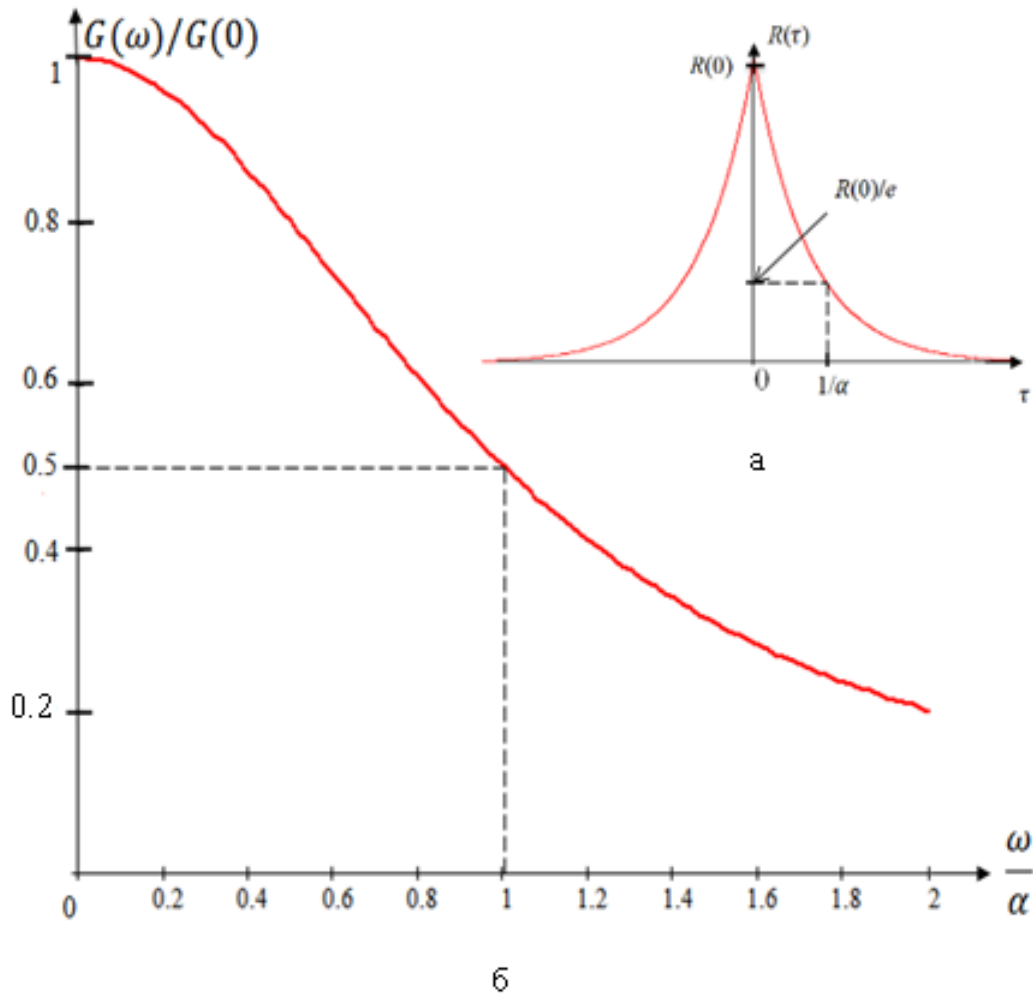


Рис. 3-11. Експоненціальна функція кореляції (а) та її енергетичний спектр (б)

Він має максимальне значення $G(0) = \frac{2R(0)}{\pi\alpha}$ для $\omega = 0$ і монотонно спадає до нуля для $\omega \rightarrow \infty$. Нормована залежність $G(\omega)/G(0) = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \omega^2}$ від нормованої частоти ω/α показана на рис. 3-11, б. Ширина енергетичного спектра відповідає $\omega/\alpha = 1$, тобто $\Delta\omega_0 = \alpha$. Зменшення $G(\omega)$ на 1% від $G(0)$ буде для частоти $\omega = 0.1\alpha$.

5. Рівномірна функція кореляції в межах еквівалентного часу кореляції (див. 3-53) є **нереальною**, оскільки, розрахований за формулою (3-

56) енергетичний спектр має від'ємні значення для деяких частот, що суперечить висновкові з формули (3-48).

$$G(\omega) = \frac{2R(0)\tau_{K_E}}{\pi} \frac{\sin \omega\tau_{K_E}}{\omega\tau_{K_E}}$$

Щільність імовірності випадкових сигналів

Нормальному закону розподілу імовірності або закону Гауса підпорядковуються більшість флуктуаційних явищ, що впливає з центральної граничної теореми А.М. Ляпунова. В теорії імовірності доказується, що щільність імовірності суми незалежних, або слабо зв'язаних рівномірно малих складових (мають приблизно однакову дію) при необмеженому зростанні їх кількості наближається (з довільною малою похибкою) до нормального закону розподілу незалежно від того, які закони розподілу мають ці складові. В ЕС малими складовими є окремі носії заряду (або енергії – фотони), які у великій кількості створюють випадкові сигнали.

Як відзначалося вище, одномірна щільність імовірності флуктуаційних сигналів $p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}$, тобто є симетричною відносно $u=0$ і монотонно спадає до нуля при зростанні (за абсолютним значенням) u до безмежності. Вона має розмірність $[B^{-1}]$ і коефіцієнт $1/(\sqrt{2\pi}\sigma)$ нормує $p(u)$ таким чином, щоб інтеграл від $p(u)$ в безмежних границях $-\infty \leq u \leq \infty$ (площа під $p(u)$) дорівнював одиниці і був безрозмірним. Імовірність знаходження відлікового значення випадкового сигналу в межах від u_1 до u_2 дорівнює:

$$P(u_1 \leq u \leq u_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{u_1}^{u_2} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du = \frac{1}{2} [\hat{O}(\frac{u_2}{\sigma}) - \hat{O}(\frac{u_1}{\sigma})], \quad (3-60)$$

де $\hat{O}(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi$ – інтеграл ймовірностей, який є табличним. Інтеграл ймовірностей є непарною функцією, тобто $\hat{O}(-\tilde{o}) = -\hat{O}(\tilde{o})$ і дорівнює одиниці для $\tilde{o} = \infty$.

Імовірність перевищення відліковим значенням флуктуаційної перешкоди заданої порогової величини $u_{i\delta}$ знаходимо з (3-60) якщо задати $u_1 = u_{i\delta}$ і $u_2 = \infty$:

$$P(u \geq u_{i\delta}) = \frac{1}{2} [1 - \hat{O}(\frac{u_{i\delta}}{\sigma})]. \quad (3-61)$$

Результати розрахунку імовірності знаходження відлікових значень випадкового сигналу в симетричних границях $P(-u_c \leq u \leq u_c)$ та імовірність перевищення порогового значення для різних величин u_c/σ , $u_{i\delta}/\sigma$ зведені в табл. 3.1.

Табл. 3.1. Імовірнісні характеристики

$u_c/\sigma, u_{i\delta}/\sigma$	0	0,25	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4
$P(-u_c \leq u \leq u_c)$	-	0,197	0,383	0,683	0,866	0,954	0,987	0,997	0,9999
$P(u \geq u_{i\delta})$	0,5	0,4	0,308	0,158	0,069	0,023	$6,2 \cdot 10^{-3}$	$1,35 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-5}$

Зображення ансамблю великої кількості реалізацій на реєструвальному приладі має вигляд флуктуаційної (шумової) “доріжки”, яка відповідає діапазону можливих відлікових значень в реалізаціях і називається **квазіпіковою величиною**. Відношення квазіпікової величини до ефективного значення флуктуаційного сигналу називається **під-фактором**. З аналізу даних таблиці 3.1 випливає, що відлікові значення реалізацій зосереджені практично в діапазоні $\pm 3\sigma$, а це означає, що під-фактор для флуктуаційних сигналів з нормальним законом розподілу імовірності дорівнює 6. На практиці, коли невідомий закон розподілу імовірності, ефективне значення шуму вимірюється осцилографом, поділивши ширину шумової “доріжки” на $5 \div 6$.

Закон **Пуассона** застосовується для незалежних між собою подій (або сигналів), які відбуваються у випадкові моменти часу, якщо відомо кількість подій (сигналів), що відбувається за певний інтервал часу. Якщо N_0 є

кількістю подій в одиницю часу, тоді імовірність появи k подій на інтервалі часу t дорівнює $P(k,t) = \frac{(N_0 t)^k}{k!} e^{-N_0 t}$ і щільність імовірності

$$p(t) = N_0 e^{-N_0 t}. \quad (3-62)$$

Для пуассонівського закону дисперсія співпадає з середнім значенням.

Біноміальний закон розподілу імовірності використовується в задачах повторення дослідів. Якщо імовірність події A (наприклад, перехід носія заряду із донорного рівня в зону провідності напівпровідника) дорівнює величині p , то імовірність того, що подія A в n дослідах появиться k разів дорівнює:

$$P_n(k) = C_n^k p^k q^{n-k} = \frac{n!}{(n-k)!k!} p^k q^{n-k}, \quad (3-63)$$

де C_n^k – кількість можливих комбінацій з n по k , $q=1-p$ – імовірність зворотної події. Для цього закону середнє значення $\lambda = np$ і дисперсія $D = \sigma^2 = npq$.

Велика кількість n затрудняє використання формули (3-63) і тоді можливими є наступні два випадки:

1. Якщо $n \rightarrow \infty$ і середнє значення $\lambda = np$ також необмежено зростає (внаслідок постійної p), тоді біноміальний закон розподілу переходить у гаусівський.

2. Якщо $n \rightarrow \infty$ і середнє значення $\lambda = np$ залишається постійним (внаслідок зменшення імовірності $p = \lambda/n$), тоді біноміальний закон розподілу переходить в пуассонівський.

При проходженні випадкових сигналів через електронні схеми (блоки, системи) закони розподілу імовірності можуть змінюватися. Якщо амплітудна характеристика схеми лінійна і на вході схеми закон розподілу імовірності нормальний, то і на виході буде нормальний закон розподілу імовірності незалежно від АЧХ схеми. Якщо на вході закон розподілу імовірності відрізняється від нормального, тоді на виході лінійної схеми він буде мати нормальний закон розподілу, якщо ширина енергетичного спектра флуктуаційного сигналу в 3-6 разів більша смуги частот АЧХ схеми.

В нелінійних схемах закон розподілу імовірності на вході і виході схеми завжди будуть відрізнятися.

3.4. Основні типи шумів в ЕС

Кожному електронному приладу в залежності від його призначення і принципу роботи властиві специфічні йому типи шумів та деякі загальні типи шумів, які виникають в активних та пасивних компонентах схем і обумовлені хаотичним рухом носіїв заряду, випадковим характером емісії (інжекції), генерації і рекомбінації носіїв заряду та їх дискретністю і різними флуктуаційними процесами модуляції носіїв заряду. Деякі типи шумів проявляються тільки при наявності електричного поля і струму. В ЕС одночасно існують різні типи шумів, які сумуються за потужністю і сумарний шум заради спрощення задають одним еквівалентним шумом, наприклад, тепловим [92, 94-97].

Теплові шуми

Тепловий шум обумовлений хаотичним тепловим рухом носіїв заряду в матеріалі кінцевої провідності і проявляє себе як випадкова напруга, ефективне значення якої залежить тільки від температури і активної складової опору матеріалу (провідника, напівпровідника, електронного компонента) і не залежить від наявності прикладеної зовнішньої напруги.

Якщо прийняти класичну кінетичну модель руху електронів всередині провідника, тоді наведений струм (або струм у замкненому колі) при відсутності зовнішньої напруги визначаються для кожного з електронів складовою швидкості руху, як є випадковою величиною після кожного зіткнення електрона з іонами кристалічної ґратки і постійною між зіткненнями на протязі часу вільного пробігу, який також є випадковою величиною для кожного електрона. Таким чином наведений заряд утворений кожним із електронів має вигляд неперервної послідовності прямокутних імпульсів випадкової амплітуди (пропорційної швидкості) і випадкової тривалості (часу

вільного пробігу). Функція кореляції напруги шуму після усереднення для всіх електронів за амплітудою і часом вільного пробігу з щільністю імовірності (3-62) має вигляд [94]:

$$R_u(\tau) = rkT_k N_0 e^{-N_0 |\tau|}, \quad (3-64)$$

де N_0 -середня кількість зіткнень електронів з іонами кристалічної ґратки в одиницю часу, r -активний опір провідника, k -постійна Больцмана, T_k -температура в градусах Кельвіна.

Експоненціальній функції кореляції (3-64) відповідає енергетичний спектр (3-59), в якому $R_u(0) = rkT_k N_0$ і $\alpha = N_0$:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} rkT_k \frac{N_0^2}{N_0^2 + \omega^2}. \quad (3-65)$$

Графічна залежність енергетичного спектра співпадає з рис. 3-11, якщо параметром α вибрати величину N_0 . Квадрат ефективного значення напруги теплового шуму $u_{\phi_0}^2$ отримаємо як величину $R_u(0)$, або інтегруванням (3-65) у всьому діапазоні частот:

$$u_{\phi_0}^2 = \frac{2}{\pi} rkT_k \int_0^{\infty} \frac{N_0^2 d\omega}{N_0^2 + \omega^2} = \frac{2}{\pi} rkT_k N_0 \arctg \frac{\omega}{N_0} \Big|_0^{\infty} = rkT_k N_0.$$

В діапазоні частот $0 \leq \omega \ll N_0$ енергетичний спектр можна вважати рівномірним $G(\omega) = \frac{2}{\pi} rkT_k$ і з врахуванням (3-50) $G(f) = 4rkT_k$, тобто можна вважати тепловий шум білим шумом і використовувати **формулу Найквіста для ефективної напруги шуму** в смузі частот Δf :

$$u_{\phi_0}^2 = 4rkT_k \Delta f. \quad (3-66)$$

Реальними є величини $N_0 = 10^{12} \text{с}^{-1}$ і верхня частота діапазону-десятки гігагерц.

Тепловий шум є універсальним, оскільки його характеристики та параметри не залежать від типу матеріалу і визначається величиною опору r .

Тепловий шум виникає в електронних компонентах і елементах компонентів, які розсіюють енергію, тому в L , C компонентах він не виникає. Якщо, наприклад, взяти паралельне з'єднання опору r і конденсатора C і припустити, що виникає напруга шуму на конденсаторі $u_{C_{\phi}}$, тоді на резисторі r буде виділятися активна потужність від напруги $u_{C_{\phi}}$ і він буде нагріватися. З іншої сторони напруга теплового шуму опору u_{ϕ_o} на конденсаторі C виділяє тільки реактивну потужність і не буде змінювати його температуру. Для замкнутої системи – паралельного з'єднання r і C не виконується умова термодинамічної рівноваги, отже прийняте припущення є помилковим і $u_{C_{\phi}} = 0$. Потужність яка виділяється на резисторі r від утвореної ним напруги шуму (3-66) дорівнює $u_{\phi_o}^2 / r = 4kT_k \Delta f$, тобто не залежить від величини опору (залежить тільки від температури і Δf) і не змінить його температуру.

Розглянемо паралельне з'єднання двох опорів r_1 і r_2 , з відповідними напругами $u_{\phi_{1o}}$ і $u_{\phi_{2o}}$ на них. Потужність, що виділяється в опорі r_2 від напруги $u_{\phi_{1o}}$ дорівнює $u_{\phi_{1o}}^2 r_2 / (r_1 + r_2)^2 = 4r_1 k T_k \Delta f r_2 / (r_1 + r_2)^2$, і потужність що виділяється в r_1 від напруги $u_{\phi_{2o}}$ дорівнює $u_{\phi_{2o}}^2 r_1 / (r_1 + r_2)^2 = 4r_2 k T_k \Delta f r_1 / (r_1 + r_2)^2$, тобто вони однакові і умова термодинамічної рівноваги виконується. Потужність шумів, що виділяється на узгодженому навантаженні ($r_1 = r_2$) дорівнює $W_{\phi_o} = k T_k \Delta f$ і для $T_k = 290^\circ K$ $W_{\phi_o}[\text{BT}] = 4 \cdot 10^{-21} \Delta f [\text{Гц}]$

Частотнозалежні L , C компоненти, які приєднані до опору r змінюють енергетичний спектр теплового шуму і відповідно змінюють ефективну напругу теплового шуму, яку розраховують інтегруванням енергетичного спектра у всьому частотному діапазоні із врахуванням частотної залежності дійсної частини комплексного опору. Для попереднього прикладу паралельного з'єднання r і C комплексний опір $z = 1/(r^{-1} + j\omega C) = r / (1 + \omega^2 r^2 C^2) - j\omega C r^2 / (1 + \omega^2 r^2 C^2)$, енергетичний спектр

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} kT_k \operatorname{Re} z = \frac{2}{\pi} rkT_k / (1 + \omega^2 r^2 C^2) \quad \text{і} \quad \text{квадрат ефективної напруги}$$

$$\text{теплого шуму дорівнює: } u_{\phi_0}^2 = \frac{2}{\pi} rkT_k \int_0^\infty \frac{d\omega}{1 + \omega^2 r^2 C^2} = \frac{2}{\pi} \frac{kT_k}{C} \operatorname{arctg}(\omega r C) \Big|_0^\infty = \frac{kT_k}{C},$$

тобто не залежить від опору r і зменшується із збільшенням ємності C . Утворений rC двополіусник є фільтром нижніх частот, який зменшує ширину енергетичного спектра і відповідно u_{ϕ_0} із збільшенням ємності C .

Формула (3-65) отримана в припущенні класичної моделі взаємодії носіїв заряду з кристалічною ґраткою і може використовуватися при умові $\hbar f \ll kT_k$, де \hbar - постійна Дірака. Ця умова не виконується для низьких температур та частот міліметрового діапазону і розрахунки за формулою (3-65) мають значну похибку. З урахуванням кванто-механічної моделі взаємодії точніша формула має вигляд:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} r \frac{\hbar \omega}{e^{\frac{\hbar \omega}{kT_k}} - 1}, \quad (3-67)$$

яка переходить у формулу Найквіста для рівномірного енергетичного спектра при умові $\hbar f \ll kT_k$.

Дробові шуми

Дробовий шум обумовлений дискретністю носіїв заряду і випадковим характером емісії (інжекції) носіїв заряду. Він утворюється наведеними струмами від руху носіїв заряду в міжелектродному просторі вакуумних (газорозрядних) приладів під дією електричного поля, або в потенціальних бар'єрах твердотільних електронних приладів. Флукутація миттєвої кількості носіїв заряду відносно середнього значення (воно задає постійну складову струму) спричиняє виникненню шуму. Його характеристики залежать від форми наведених струмів, які визначаються електричним полем і, отже, конструкцією приладу і потенціалами на його електродах. Тому доцільно розраховувати характеристики дробових шумів для кожного типу приладів за спектром наведеного струму, як це зроблено в [94] для простого

прикладу – діодного вакуумного проміжку з однорідним електростатичним полем і нехтовно малим об’ємним зарядом (режим насичення).

Кожний із електронів, що вилетів із катода, рухається в однорідному полі рівноприскорено й досягає анода за час пролітання $t_{np} = d\sqrt{2m/(eV_a)}$, де d – віддаль між катодом і анодом, потенціал якого V_a відносно катода, e і m – заряд і маса електрона, потенціал катода і початкова швидкість електрона приймаються нульовими. Швидкість руху електрона $v = eEt/m$, де $E = V_a/d$ – напруженість поля, лінійно змінюється з часом, досягає максимального значення в площині анода і стає нульовою після попадання електрона на анод. Наведений струм в анодному колі (струм зовнішнього навантаження), який утворюється електронем, що вилетів із катода в момент часу $t = 0$, показаний на рис.3-12, а і відповідно до теореми Рамо дорівнює: $i(t) = ev/d = 2et/t_{np}^2$ для $0 \leq t \leq t_{np}$ і $i(t) = 0$ для $t > t_{np}$.

Цей трикутний імпульс називається елементарним імпульсом. Для інших електронів, які вилетіли з катода у випадкові моменти часу t_k , утворюються такі ж за формою елементарні імпульси $i(t-t_k)$. Сума елементарних імпульсів утворює анодний струм вакуумного проміжку $I(t)$, який має постійну складову – середнє значення анодного струму I_0 і флуктуаційну складову – дробовий шум $i_{\phi_{AB}}(t)$:

$$I(t) = \sum_k i(t-t_k), \quad I_0 = \overline{I(t)} = n_0 \int_0^{t_{np}} i(t) dt = n_0 \frac{2e}{t_{np}^2} \int_0^{t_{np}} t dt = n_0 e; \quad i_{\phi_{AB}}(t) = I(t) - I_0, \quad (3-68)$$

де n_0 – середня кількість електронів, що вилітають із катода в одиницю часу.

З аналізу випадкових сигналів відомо [93, 94], що енергетичний спектр флуктуації суперпозиції випадкових у часі однакових імпульсів, що підпорядковані закону Пуассона, співпадає за формою з спектром потужності окремого імпульсу і в n_0 разів більший від нього (n_0 -параметр пуассонівського розподілу імовірності, який дорівнює середній кількості імпульсів за одиницю часу).

Для енергетичного спектра дробових шумів з врахуванням розмірності спектра $[A^2 / (\text{Гц} \cdot \text{н}^{-1})]$ і (3-48) отримаємо:

$$G(\omega) = \frac{n_0}{\pi} |\bar{S}(\omega)|^2 = \frac{e}{\pi} I_0 A_\theta(\theta), \quad (3-69)$$

де $\bar{S}(\omega) = \int_0^\infty i(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{2e}{t_{np}^2} \int_0^{t_{np}} t e^{-j\omega t} dt = \frac{2e}{\theta^2} [e^{-j\theta} (1 + j\theta) - 1]$ – спектральна щільність амплітуди елементарного імпульсу, $\theta = \omega t_{np}$ – кут пролітання (змінювання

фази гармонічного сигналу частотою ω за час пролітання),

$$A_\theta(\theta) = \frac{4}{\theta^4} (2 + \theta^2 - 2 \sin \theta -$$

$-2 \cos \theta)$ – функція, яка характеризує частотну залежність енергетичного спектра і показана на рис. 3-12 б, відносно безрозмірної узагальненої змінної $\frac{\theta}{2\pi}$.

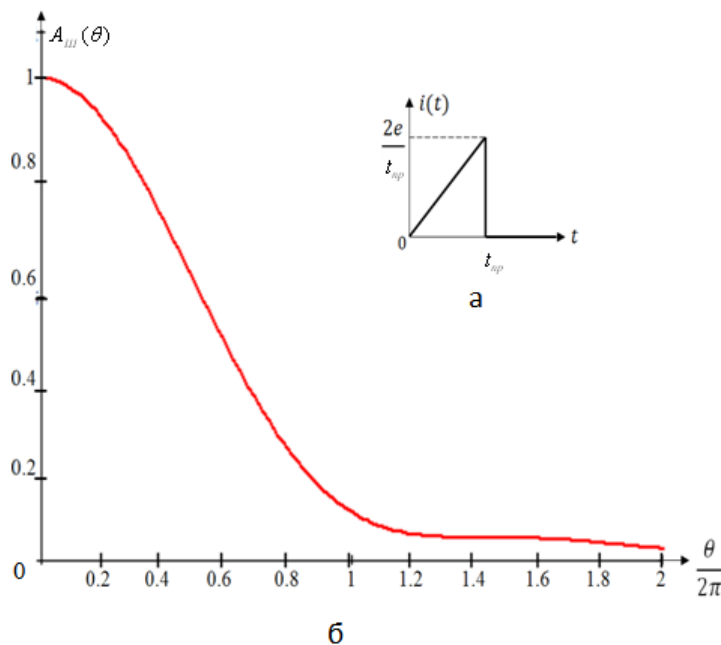


Рис. 3-12. Форма елементарного імпульсу (а) і частотна залежність енергетичного спектра (б)

Функцію кореляції дробового шуму отримуємо за формулою (3-56):

$$R(\tau) = \frac{4eI_0}{3t_{np}} \left(1 - \frac{|\tau|}{t_{np}}\right)^2 \left(1 + \frac{|\tau|}{2t_{np}}\right) \text{ для } |\tau| \leq t_{np} \text{ і } R(\tau) = 0 \text{ для } |\tau| > t_{np}.$$

Квадрат ефективного значення струму дробового шуму в усьому діапазоні частот отримуємо з формули $i_{ш_{др}}^2 = R(0) = \frac{4}{3} \frac{eI_0}{t_{np}}$.

В діапазоні частот $0 \leq \omega \ll t_{np}^{-1}$ енергетичний спектр можна вважати рівномірним $G(\omega) = \frac{eI_0}{\pi}$ або $G(f) = 2eI_0$ і використовувати **формулу Шотки** для ефективного струму дробового шуму в смузі частот Δf :

$$i_{ш_{др}}^2 = 2eI_0\Delta f. \quad (3-70)$$

Об'ємний заряд у діодному вакуумному проміжку призводить до змінювання розподілу потенціалу («провисання»), що впливає на швидкість електронів і відповідно на форму елементарних імпульсів та енергетичний спектр. Якщо врахувати, що наявність об'ємного заряду вводить певний взаємозв'язок між електронами і збільшує час кореляції флуктуаційного процесу, прийдемо до висновку, що об'ємний заряд зменшує енергетичний спектр і ефективне значення дробового шуму. Їх зменшення враховується у формулах (3-69), (3-70), коефіцієнтом депресії, який менший одиниці.

Неоднорідність електричного поля в кожному конкретному електронному приладі враховується в швидкості і відповідно у формі елементарного імпульсу.

Якщо потік електронів пролітає з постійною швидкістю v проміжок d між двома електродами (наприклад, сітки резонатора в пролітному клістріні), тоді наведені елементарні імпульси мають вигляд прямокутних імпульсів тривалістю $d/v = t_{np}$ і енергетичний спектр дробових шумів:

$$G(\omega) = \frac{e}{\pi} I_0 \frac{\sin^2 \omega t_{np}}{(\omega t_{np})^2}. \quad (3-71)$$

За формулою (3-71) можна оцінити ширину енергетичного спектра дробового шуму, який утворюється при пролітанні носіями заряду p - n переходу шириною $d = 1$ мкм з постійною швидкістю $v = 10^7$ см/с. Зменшення спектра до $0,5 G(0)$ відбувається для $\omega t_{np} = 1,4$ і до $0,9 G(0)$ для $\omega t_{np} = 0,57$. В нашому прикладі $t_{np} = 10^{-11}$ с і відповідні частоти дорівнюють 22,3 ГГц і 9 ГГц, тобто належать довжинам хвиль сантиметрового діапазону.

В газорозрядних приладах і напівпровідникових стабілітронах відбувається лавиноподібне помноження носіїв заряду, які є дискретними і характеризуються випадковістю їх утворення. Ці причини призводять до виникнення шумів **лавинного помноження**, характеристики і параметри яких розраховуються аналогічно дробовим шумам. Додатково необхідно

враховувати коефіцієнт лавинного помноження, який, наприклад, в енергетичному спектрі входить в третій степені.

Потік фотонів характеризується дискретністю носіїв енергій і випадковим законом випромінювання, тому в фотонному потоці існують **фотонні шуми**, які як і дробові шуми, підпорядковані пуассонівському розподілу імовірності. Енергетичний спектр і ефективне значення відносяться до кількості частинок (фотонів). Якщо у формулі Шотки для енергетичного спектра дробового шуму врахувати, що $I_0 = en_0$, тоді $G(f) = 2e^2 n_0$, тобто по відношенню до кількості частинок (електронів) він пропорційний величині $2n_0$. Для фотонного шуму енергетичний спектр задається формулою: $G_N(f) = 2I(\nu)e^{h\nu/kT} / (e^{h\nu/kT} - 1)$, де $I(\nu)$ – інтенсивність випромінювання фотонів на частоті ν (середня кількість фотонів, що випромінюються в одиницю часу) і множник $e^{h\nu/kT} / (e^{h\nu/kT} - 1)$ враховує розподіл фотонів за енергіями (статистика Бозе-Енштейна).

Генераційно-рекомбінаційні шуми

Генераційно-рекомбінаційний шум обумовлений флуктуаціями вільних носіїв заряду в напівпровідниках внаслідок флуктуації швидкостей генерації, рекомбінації, уловлювання і т. д. носіїв. Він існує незалежно від наявності зовнішнього електричного поля, однак виявити флуктуації швидкостей які призводять до модуляції густини носіїв заряду можна при ввімкненні зовнішньої напруги.

Приведемо розрахунки енергетичного спектра і дисперсії шуму в зразку напівпровідника n -типу, довжиною d з двома плоскими електродами[95]. Позначимо концентрацію донорної домішки в напівпровіднику N_D і концентрацію вільних електронів в зоні провідності N_C , яка змінюється випадково відносно рівноважного значення N_{C_0} . Зовнішня напруга V утворює напруженість поля $E = V/d$ (приймаємо поле в напівпровіднику однорідним)

і вільні носії заряду рухаються із дрейфовою швидкістю $v = \mu E$, де μ – рухливість. Середній час дрейфу τ_D на довжині зразка d дорівнює $\tau_D = d/\mu E$.

Імпульс струму, який утворюється носієм, що виник в момент часу t_k і дрейфує протягом часу τ дорівнює:

$$i(t) = i_1 = e/\tau_A = e\mu E/d \quad \text{для } t_k \leq t \leq t_k + \tau, \quad i(t) = 0 \quad \text{для } t > t_k + \tau \text{ і } t < t_k.$$

Якщо через τ_0 позначити усереднений час життя носіїв заряду і врахувати експоненціальну залежність часу життя носіїв у випадковому процесі – рекомбінації носіїв, тоді коефіцієнт кореляції цього процесу $\rho(\tau) = \exp(-|\tau|/\tau_0)$ і функція кореляції $R(\tau) = R(0)\exp(-|\tau|/\tau_0)$. Для експоненціальної функції кореляції енергетичний спектр випадкового процесу відхилення миттєвої кількості носіїв заряду відносно рівноважної $\Delta N = N_C - N_{C_0}$ задається формулою (3-59) в якій параметр $\alpha = 1/\tau_0$:

$$G_N(\omega) = \frac{2}{\pi} R(0) \frac{\frac{1}{\tau_0}}{\frac{1}{\tau_0^2} + \omega^2} = \frac{2}{\pi} \overline{\Delta N_C^2} \frac{\tau_0}{1 + \omega^2 \tau_0^2}, \quad (3-72)$$

де $R(0) = \sigma^2 = \overline{\Delta N_C^2}$ – дисперсія випадкового процесу. Енергетичний спектр для струму генераційно-рекомбінаційного шуму $G(\omega) = i_1^2 G_N(\omega) = (I_A / N_{C_0})^2 G_N(\omega)$ і з врахуванням (3-72) задається формулою:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} I_A^2 \frac{\overline{\Delta N_C^2}}{N_{C_0}} \frac{\tau_0}{1 + \omega^2 \tau_0^2}, \quad (3-73)$$

де I_A – загальний дрейфовий струм у напівпровіднику.

В донорному напівпровіднику електрон може знаходитися на донорному рівні з імовірністю p , або перейти в зону провідності і бути вільним носієм з імовірністю $q = 1-p$. Процес утворення вільних носіїв заряду можна прийняти незалежним і з однаковою імовірністю для кожного електрона, тому допустимим є біноміальний закон розподілу імовірності утворення вільних

носіїв, для якого середнє значення $N_{C_0} = N_{\bar{A}} q$ і дисперсія $\overline{\Delta N_C^2} = N_{\bar{A}} p q = N_{C_0} p$.

Формулу (3-73) запишемо в кінцевому вигляді:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} I_{\bar{A}}^2 \frac{p}{N_{C_0}} \frac{\tau_0}{1 + \omega^2 \tau_0^2}. \quad (3-74).$$

Графічна залежність нормованого енергетичного спектра показана на рис. 3-11 б, якщо прийняти $\alpha = 1/\tau_0$. Спектр генераційно-рекомбінаційного шуму є спадаючим при збільшенні частоти і його ширина зменшується при збільшенні часу життя носіїв заряду τ_0 .

Ефективне значення струму генераційно-рекомбінаційного шуму знаходимо інтегрування (3-74) у всьому частотному діапазоні :

$$i_{\varnothing_{AB}}^2 = \frac{2}{\pi} I_{\bar{A}}^2 \frac{p}{N_{C_0}} \int_0^{\infty} \frac{\tau_0 d\omega}{1 + \omega^2 \tau_0^2} = \frac{I_{\bar{A}}^2 p}{N_{\bar{N}_0}}. \quad (3-75)$$

З формул (3-74) і (3-75) випливає, що шум виникає лише тоді, коли $p \neq 0$, що справедливо для температур, які менші температури іонізації домішки. Для температур більших температури іонізації домішки (і отже для кімнатної температури) генераційно-рекомбінаційні шуми відсутні.

Аналогічно розраховуються енергетичні спектри для діркових і власних напівпровідників. Експериментальні характеристики температурної залежності генераційно-рекомбінаційних шумів використовуються для визначення глибини залягання рівнів домішок та їх концентрацій.

Реально утворення вільних носіїв заряду є взаємозв'язаним процесом і це враховується поправковими коефіцієнтами в τ_0 і $G(\omega)$. Наявність уловлювачів і біполярності носіїв заряду враховується декількома величинами τ_0 . В експериментальних енергетичних спектрах показник частоти менший 2 (у формулі (3-74) показник дорівнює 2).

Флікерні шуми і шуми типу $1/f$

Флікерний шум, або шум ефекту миготіння обумовлений хаотичними повільними процесами, що відбуваються на катодах в електровакуумних

приладах внаслідок випадкового змінювання їх емісійної здатності. Наприклад, попадання різних домішкових атомів чи домішкових центрів з глибини катода на його поверхню, або з поверхні в глибину катода суттєво змінюють емісію з окремих точок катода [94]. Флуктуація емісії катодів може відбуватися від флуктуацій роботи виходу катодів, від флуктуацій опору тонкого високоомного шару в оксидному катоді та від інших причин. Флікерний шум можна уподібнити флуктуації ефективної площі катода (звідки назва ефекту миготіння- ефекту різкого змінювання емісії з окремих точок катода). Основна властивість цих процесів – їх повільність, що обумовлює зростання енергетичного спектра флікерного шуму на низьких частотах.

Флікерний шум в приладах із оксидним катодом зосереджений в напівпровідниковому покритті катода, тому в катодах із прямим розжаренням (з чисто металічними катодами) флікерний шум практично відсутній. Флікерний шум є найбільш швидкою складовою процесу старіння катода. Його енергетичний спектр знаходиться в діапазоні від 10^{-1} до 10^4 Гц.

Енергетичний спектр флікерного шуму приладів із оксидним катодом має вигляд: $G(\omega) = BI^\alpha / (\pi\omega^\gamma)$, $\omega > 0$, де B – константа, α близький до 2, γ залежить від типу, екземпляра і режиму роботи приладу і знаходиться в межах від 0,6 до 2 (найчастіше $\gamma \approx 1$).

Флікерний шум існує також в газорозрядних приладах, в плівкових опорах і напівпровідниках. В напівпровідниках флікерний шум спостерігається в об'ємі матеріалу і на контактах. Шум на контактах має більшу потужність, а шум в об'ємі вимірюється оригінальною методикою. Енергетичний спектр флікерного шуму має вигляд $G(\omega) = \text{const} / \omega^\gamma$, де $\gamma \approx 1$, тому його називають шумом **типу $1/f$** . Флікерні шуми виявлені до частоти $2,5 \cdot 10^{-4}$ Гц в нитках із германію і до частоти $6 \cdot 10^{-6}$ Гц для точкових діодів [95, 97]. Верхні частоти суттєво відрізняються в різних напівпровідниках. Шум типу $1/f$ на верхніх частотах маскується тепловими і дробовими

шумами. При низьких температурах їх можна спостерігати в діапазоні частот до 100-1000 Гц.

На величину шуму типу $1/f$ значно впливає зовнішнє середовище, причому вологість може збільшити їх на декілька порядків. Стан поверхні напівпровідника (викривлення енергетичних зон і утворення внутрішнього поля) суттєво залежать від тиску і вологості зовнішнього середовища. На основі досліджень польового ефекту Мак-Уортер запропонував, що на поверхні напівпровідника існує два типи станів: «швидкі» і «повільні». «Швидкі» стани розміщені на внутрішній поверхні шару напівпровідник-окисел, а «повільні» – в оксидному шарі, або на його зовнішній стороні. Перші стани визначають швидкість рекомбінації, а другі – модулюють її спонтанним захопленням і звільненням носіїв. Час релаксації «повільних» станів, які обумовлюють шум типу $1/f$ секунди і хвилини. Оскільки величина шуму $1/f$ слабо залежить від температури, доцільним є припущення, що «повільні» стани зв'язуються вільними носіями тунельним ефектом. Існують і інші фактори, які підтверджуються, що шум типу $1/f$ є результатом процесів взаємодії на поверхні.

Розглянуті вище основні типи шумів і інші шуми існують одночасно, можуть поступати із вхідним сигналом і утворюватися в електронних схемах, блоках та ЕС. Результируючий енергетичний спектр шумів є складним навіть для випадку, коли всі шуми є адитивними до сигналу. Тому доцільно (заради спрощення) результируюче ефективне значення напруги (струму) шуму u_{ϕ_N} розраховувати, як для некорельованих випадкових сигналів $u_{\phi_N}^2 = \sum_i u_{\phi_i}^2$, де u_{ϕ_i} – ефективні значення шумів різних типів. При цьому усі складові шуму потрібно попередньо привести до однієї фізичної величини (напруги або струму). Наприклад, напругу теплового шуму (3-66) переводимо у струм теплового шуму $i_{\phi_o}^2 = 4rkT_k \Delta f / r^2 = 4kT_k \Delta f / r$, або струм дробового шуму (3-70) переводимо у напругу $u_{\phi_{AD}}^2 = 2eI_0 \Delta f r^2$, де r – опір навантаження, по якому протікає струм

I_0 . Результируючий енергетичний спектр, який створює $u_{\phi_c}^2$, приймають в більшості випадків еквівалентним рівномірним спектром теплового шуму, а він в свою чергу для заданих r і Δf визначає згідно (3-66) еквівалентну температуру сумарних шумів $T_{Kc} = u_{\phi_N}^2 / 4rk\Delta f$.

Коефіцієнт шуму

Коефіцієнт шуму кількісно оцінює сумарні шуми в пристрої (наприклад, в підсилювачі) і дозволяє порівняти реальний пристрій з ідеальним, в якому шуми відсутні [92]. Розглянемо сигнал з ефективним значенням $u_E(f)$ на певній частоті f і адитивний шум з енергетичним спектром G_{BX} який на цій же частоті у безмежно малій смузі df утворює ефективну напругу шуму $u_{\phi_N}^2(f) = G_{\hat{A}\hat{O}}(f)df$ і вхідне відношення сигнал/шум (сигнал з шумом подається на вхід підсилювача) за потужністю $\psi_{BX}(f) = u_E^2(f) / u_{\phi_N}^2(f)$. Якщо амплітудно-частотна характеристика підсилювача $A(f)$ і енергетичний спектр на виході $G_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(f)$, тоді відношення сигнал/шум на виході для смуги df дорівнює $\psi_{BEX}(f) = u_E^2(f)A^2(f) / G_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(f)df$. Коефіцієнт шуму на фіксованій частоті визначається відношенням:

$$K_{\phi}(f) = \psi_{\hat{A}\hat{O}}(f) / \psi_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(f) = \frac{G_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(f)}{G_{\hat{A}\hat{O}}(f)A^2(f)}. \quad (3-76)$$

З формули (3-76) слідує, що коефіцієнт шуму завжди більший одиниці, тому що у вихідний енергетичний спектр окрім підсиленого вхідного енергетичного спектра (знаменник (3-76)) завжди входять енергетичні спектри власних шумів підсилювача. Інколи вводять поняття середнього коефіцієнта шуму:

$$\bar{K}_{\phi} = \frac{\int_0^{\infty} K_{\phi}(f)A^2(f)df}{\int_0^{\infty} A^2(f)df}. \quad (3-77)$$

Для підсилювачів з рівномірною АЧХ A_1 в смузі частот Δf і подачі на його вхід сигналу з генератора (див.рис.3-13, а), тепловий шум вихідного

опору генератора $r_{\bar{A}}$ є вхідним шумом, який після підсилення виділяє на навантаженні r_i потужність шуму $4\dot{A}_1^2 r_{\bar{A}} k T_{\bar{E}} \Delta f / r_i$. Потужність сумарних шумів (власних підсилювача і підсилених вхідних), що виділяється на навантаженні r_i , дорівнює $u_{\phi \bar{AEO}}^2 / r_i$ і **коефіцієнт шуму** визначається відношенням:

$$K_{\phi} = \frac{u_{\phi \bar{AEO}}^2 / r_i}{4\dot{A}_1^2 r_{\bar{A}} k T_K \Delta f / r_i} = \frac{u_{\phi \bar{AEO}}^2}{4\dot{A}_1^2 r_{\bar{A}} k T_{\bar{E}} \Delta f} = \frac{u_{\phi \bar{AEO}}^2}{(A_1 u_{\phi_T})^2}, \quad (3-78)$$

тобто не залежить від r_i .

Порівнювати між собою підсилювачі за величиною K_{ϕ} доцільно тільки при **однакових величинах** $r_{\bar{A}}$, \dot{A}_1 , Δf . В ідеальному підсилювачі (без власних шумів) $K_{\phi} = 1$, тобто число кінцеве і це спричиняє деяку незручність, яку усувають введенням поняття шум-фактора: $F_{\phi} = 10 \lg K_{\phi}$. Якщо відомо коефіцієнт шуму, тоді можна розрахувати наступні величини:

1. Напругу шумів на виході підсилювача: $u_{\phi \bar{AEO}} = A_1 \sqrt{4k T_K \Delta f r_{\bar{A}} K_{\phi}}$.
2. Відношення сигнал/шум на виході підсилювача для вхідного сигналу $u_{\bar{A}}$:

$$\psi_{\bar{AEO}} = \frac{(\dot{A}_1 u_{\bar{A}})^2}{u_{\phi \bar{AEO}}^2} = \frac{u_{\bar{A}}^2}{4k T_K \Delta f r_{\bar{A}} K_{\phi}}.$$

3. Сумарну еквівалентну напругу вхідних шумів підсилювача $u_{\phi \bar{n}_{\bar{A}O}} = u_{\phi \bar{AEO}} / \dot{A}_1 = \sqrt{4k T_K \Delta f r_{\bar{A}} (K_{\phi})}$, яка враховує теплові шуми, утворені на $r_{\bar{A}}$, і власні шуми підсилювача, приведені до входу.

4. Напругу власних шумів підсилювача, приведених до входу $u_{\phi_I} = \sqrt{u_{\phi \bar{n}_{\bar{A}O}}^2 - u_{\phi \phi}^2} = \sqrt{4k T_K \Delta f r_{\bar{A}} (K_{\phi} - 1)}$.

5. Інтенсивність власних шумів підсилювача $D_{\phi} = K_{\phi} - 1$.

6. Еквівалентну температуру вхідних шумів $T_{\bar{a}e\bar{a}} = T_0 (K_{\phi} - 1) = 290^{\circ} (K_{\phi} - 1)$.

Вона визначає теплові шуми на вході, які еквівалентні за потужністю внутрішнім шумам підсилювача.

7. Коефіцієнт шуму багатокаскадного підсилювача $K_{\phi \bar{n}} = K_{\phi_1} + \frac{K_{\phi_2} - 1}{A_1} + \frac{K_{\phi_3} - 1}{A_1 A_2} + \dots + \frac{K_{\phi_m} - 1}{A_1 A_2 \dots A_{m-1}}$, де m – кількість каскадів, K_{ϕ_i} , A_i – коефіцієнт шуму і коефіцієнт підсилення i -го каскаду, $1 \leq i \leq m$.

8. Сумарну еквівалентна температура m -каскадного підсилювача $T_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}_c} = T_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}_1} + \frac{T_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}_2}}{A_1} + \frac{T_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}_3}}{A_1 A_2} + \dots + \frac{T_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}_m}}{A_1 A_2 \dots A_{m-1}}$.

Найбільше впливають на сумарний коефіцієнт шуму і сумарну еквівалентну температуру шуми першого каскаду, оскільки вони підсилюються всіма каскадами підсилювача.

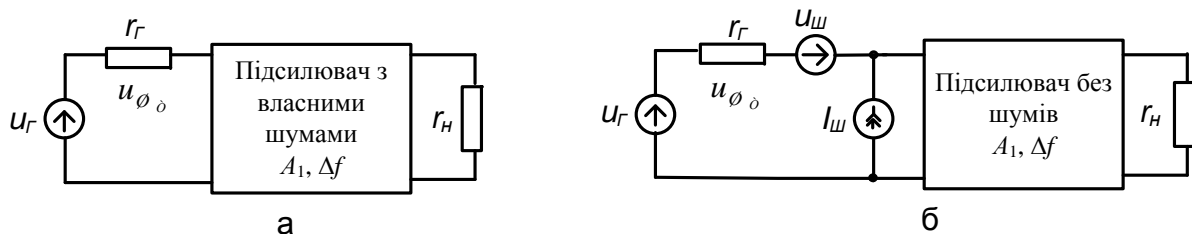


Рис. 3-13. Підсилювач з власними шумами (а) і його модель з джерелами шуму u_{ϕ} , I_{ϕ} (б)

Реальний підсилювач можна моделювати підсилювачем з коефіцієнтом підсилення A_1 на вході якого послідовно з $r_{\bar{A}}$ ввімкнено джерело напруги з ефективною величиною напруги u_{ϕ_i} . Така модель є некоректною для $r_{\bar{A}} = 0$, оскільки тоді $u_{\phi_i} = 0$, хоч реально в підсилювачі існують власні шуми. Більш повною і сучаснішою є модель власних шумів підсилювача, до якої входить джерело напруги шуму u_{ϕ} і джерело струму шуму I_{ϕ} , показаних на рис.3-13, б. Джерело u_{ϕ} моделює шуми підсилювача при $r_{\bar{A}}=0$, а джерело I_{ϕ} моделює додаткові шуми, які виникають при $r_{\bar{A}} \neq 0$. u_{ϕ} та I_{ϕ} розраховуються і вимірюються експериментально і є параметрами підсилювачів. Для такої моделі власних шумів підсилювача $u_{\phi_{\bar{A}EO}}^2 = A_1^2 [4kT_K r_{\bar{A}} \Delta f + u_{\phi}^2 + (I_{\phi} r_{\bar{A}})^2]$ і по цій величині можна визначати $u_{\phi} = A_1^{-1} u_{\phi_{\bar{A}EO}} \Big|_{r_{\bar{A}}=0}$ і $I_{\phi} = \frac{A_1^{-1}}{r_{\bar{A}}} u_{\phi_{\bar{A}EO}} \Big|_{r_{\bar{A}} \rightarrow \infty}$, тобто вимірювати їх за величиною

вихідної напруги шуму для $r_{\bar{A}}=0$ і для великого $r_{\bar{A}}$. Коефіцієнт шуму визначається за формулою:

$$\hat{E}_{\varnothing} = 1 + \frac{1}{4kT_K \Delta f} \left(\frac{u_{\varnothing}^2}{r_{\bar{A}}} + I_{\varnothing}^2 r_{\bar{A}} \right).$$

4.1. Система масового обслуговування (СМО)

СМО призначена для обслуговування потоку заявок або вимог, які поступають у випадкові моменти часу від замовників. Прикладами таких систем можуть бути автоматизовані білетні каси (авіа, залізничні, автобусні, річні, морські), різні медичні та ремонтні служби, транспортні системи, аеропорти, вокзали, довідкові служби, магазини, ринки, телефонні станції, центри мобільного зв'язку та інші. До них відносяться комп'ютерні системи та мережі різноманітного інформаційного призначення, включаючи систему інтернету, системи автоматизованого керування і регулювання технологічними процесами та виробництвом, мережі передачі інформації, операційні системи, бази та банки даних [1-3, 75-77].

Заявкою (вимогою) у таких системах є запит на задоволення певної потреби (необхідності), а само задоволення цієї необхідності називається **обслуговуванням заявки**.

Принцип функціонування СМО показаний на рис.4.1, де **вхідний потік** заявок або вимог (вхідний трафік) формується в чергу, обслуговується одночасно в m пристроях і обслужені заявки формують **вихідний потік** (вихідний трафік). Пристрій, який в будь-який момент часу обслуговує тільки одну заявку називається

каналом

обслуговування або сервером. При

нааявності декількох каналів, які здатні одночасно обслужити різні заявки, обслуговуючий пристрій і СМО називають **багатоканальними**. Найпростішою є одноканальна СМО.

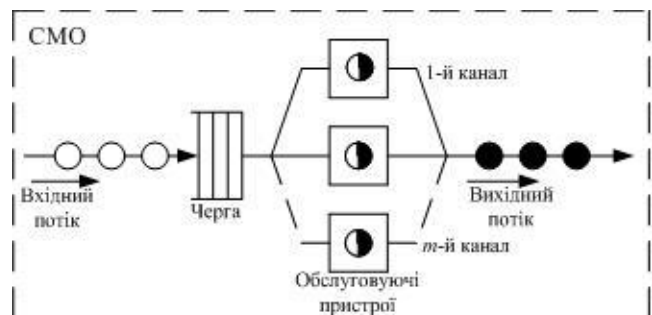


Рис.4.1 Принцип функціонування системи масового обслуговування.

Довільна СМО обслуговує вхідний потік заявок, важливими характеристиками яких є моменти часу їх надходження в систему, швидкість надходження заявок і кількість заявок, які надійшли одночасно.

Одним із параметрів СМО є швидкість обслуговування, до того ж система може “простоювати”, коли заявок дуже мало, або утворювати черги на обслуговування, коли заявок дуже багато і система з ними “не справляється”.

Теорія масового обслуговування встановлює залежності між характеристиками потоку заявок, продуктивністю окремого каналу, кількістю каналів і ефективністю обслуговування.

Вхідний потік заявок (вимог) характеризується законом їх поступання і може бути детермінованим або випадковим. В переважній більшості вхідний потік є випадковим стаціонарним потоком, який математично можна описати як марківські процеси (названих на честь математика Маркова), для яких найпростішим і найбільш використовуваним є пуассонівський закон розподілу імовірності (див. п. 3.3. щільність імовірності випадкових сигналів) [76,77].

Для пуассонівських вхідних потоків імовірність поступання k заявок на протязі інтервалу часу t

$$P(k, t) = \frac{(\lambda_{\text{п}} t)^k}{k!} e^{-\lambda_{\text{п}} t}, \quad k \geq 0, t \geq 0, \quad (4-1)$$

де $\lambda_{\text{п}}$ – інтенсивність потоку, або середня кількість заявок, яка поступає в одиницю часу і може бути розрахована за результатами підрахунку кількості заявок на протязі тривалого часу.

Інтенсивність потоку може бути попередньо заданою при проектуванні СМО, або розрахованою за апіорно відомими іншими характеристиками та параметрами.

Математичне сподівання або середня кількість заявок, що поступають на протязі інтервалу часу t для вхідного потоку, заданого законом Пуассона (4-1), співпадає за величиною з дисперсією і квадратом

середньоквадратичного відхилення кількості заявок і дорівнює $\lambda_{\Pi}t$. Пуассонівські потоки мають властивість адитивності і їх можна об'єднувати в один сумарний пуассонівський потік, або розщеплювати один потік на декілька пуассонівських потоків. При цьому інтенсивність сумарного потоку дорівнює сумі інтенсивностей окремих потоків.

Вхідний потік заявок описують не тільки дискретною кількістю заявок k , що поступають на протязі інтервалу часу t , але і неперервними випадковими величинами часу, якими є **інтервали між сусідніми заявками і тривалість обслуговування однієї заявки (тривалість зайнятості каналу СМО)**. Імовірнісні характеристики розподілу цих неперервних величин визначаються характеристиками розподілу кількості заявок вхідного потоку.

Для інтервалу часу τ між сусідніми заявками на проміжку часу t імовірність того, що $\tau < t$ співпадає з імовірністю появи хоч би однієї заявки на цьому інтервалі часу, тобто $P(\tau < t) = P(k \geq 1, t)$, $\tau \geq 0$. Оскільки поява хоч би однієї заявки і відсутність заявки утворюють повну групу подій, тому $P(k \geq 1, t) + P(k = 0, t) = 1$ і $P(\tau < t) = 1 - P(k = 0, t)$, яка для пуассонівських потоків, заданих (4-1), дорівнює $P(\tau < t) = 1 - e^{-\lambda_{\Pi}t}$.

Щільність імовірності випадкової величини τ визначається диференціюванням функції розподілу $P(\tau < t)$:

$$p(t) = \frac{dP(\tau < t)}{dt} = \lambda_{\Pi} e^{-\lambda_{\Pi}t}, \quad (4-2)$$

яка є експоненціальною (показниковою) функцією. З цього випливає і зворотне ствердження: якщо інтервал між сусідніми заявками розподілений по експоненціальному закону, тоді потік заявок є пуассонівський. Цю властивість використовують при моделюванні для створення пуассонівського потоку заявок.

Математичне сподівання (середнє значення) $\bar{\tau}$, дисперсія D_{τ} і середньоквадратичне відхилення σ_{τ} для експоненціальної щільності імовірності (4-2) випадкової величини τ визначаються величиною інтенсивності потоку заявок λ_{Π} :

$$\bar{\tau} = \int_0^{\infty} t p(t) dt = \int_0^{\infty} t \lambda_{\Pi} e^{-\lambda_{\Pi} t} dt = \frac{1}{\lambda_{\Pi}},$$

$$D_{\tau} = \int_0^{\infty} t^2 p(t) dt - (\bar{\tau})^2 = \frac{1}{\lambda_{\Pi}^2}, \quad \sigma_{\tau} = 1/\lambda_{\Pi}.$$

Для випадкової величини тривалості обслуговування заявки τ_0 є аналогічна функція щільності імовірності випадкової величини τ_0 , яка відрізняється від (4-2) величиною μ_0 – інтенсивністю обслуговування (λ_{Π} змінюється в (4-2) на μ_0). Величина μ_0 визначається через середню тривалість обслуговування $\bar{\tau}_0 : \mu_0 = 1/\bar{\tau}_0$.

Сервери СМО для марківських потоків і експоненціальної щільності імовірності τ_0 позначаються двома буквами М, а далі для системи вказується кількість серверів і додаткові символи для заявок. Наприклад, М/М/т:Loss означає, що в СМО обслуговується пуассонівський потік заявок за допомогою t серверів із експоненціальним розподілом часу обслуговування і повними втратами, тобто усі заявки, які прийшли в систему із зайнятими серверами будуть заблоковані (втрачені).

Заявки, які поступають при зайнятих серверах, можуть накопичуватися в буфері в чергу. Кількість заявок у черзі постійно змінюється, але з часом стає в середньому достатньо стабільною і СМО знаходиться в стані рівноваги, а потоки заявок в серверах стають близькими до стаціонарних. При збільшенні інтенсивності потоку більша кількість заявок знаходиться в черзі і більший час заявка буде знаходитися в накопичувачі перед тим, як потрапити в сервер для обробки. Одним із важливих параметрів СМО є **середній час знаходження заявки в системі** (T), який визначає середню кількість заявок \bar{N} в системі у відповідності до закону Літтла:

$$\bar{N} = \lambda_{\Pi} T. \quad (4-3)$$

Закон Літтла не накладає обмежень на закони розподілу ймовірностей вхідних потоків, кількість серверів та дисципліни обслуговування заявок, а

величина T є сумою середнього часу обслуговування заявок $\bar{\tau}_0$ і середнього часу очікування в черзі $\bar{\tau}_q$, який визначає середню кількість заявок у черзі $\bar{N}_q = \lambda_{\Pi} \bar{\tau}_q$.

Дисципліна встановлення черги і вибір із черги визначає послідовність, відповідно до якої заявка розміщується в черзі, якщо пристрій обслуговування зайнятий, а також послідовність виведення з черги на обслуговування, якщо він звільнився. Найпростіша дисципліна передбачає встановлення черги в порядку надходження заявки – **раніше поступив – раніше обслужився**. Можливе обслуговування за правилом: **останній поступив – перший обслужився**, коли першим обслуговується останній в черзі. Вибір із черги може бути **випадковим** або за **параметром**.

На чергу можуть накладатися обмеження за довжиною черги або за часом перебування в ній. Черга може бути обмеженою по кількості місць очікування в буфері. **Буфер** може обмінюватися інформацією із швидкодіючими або повільнодіючими пристроями. Наприклад, коли інформація повільно накопичується в буфері, а потім швидко зчитується з нього і передається для подальшої обробки.

Пристрої обслуговування можуть обробляти вхідний потік заявок одночасно (паралельна обробка інформації) і утворювати послідовні ланки обробки інформації, які називають **багатофазними системами обслуговування**.

Правила обслуговування характеризуються строком обслуговування (розподілом часу обслуговування), кількістю заявок, які обслуговуються одночасно, і дисципліною обслуговування.

Дисципліна обслуговування визначає при яких умовах зупиняється обслуговування заявки, як вибирається для обслуговування наступна заявка і що робити з частково виконаною заявкою. Розрізняють дисципліни обслуговування без пріоритету та з пріоритетом. При **безпріоритетному** обслуговуванні порядок обслуговування визначається дисципліною вибору із черги. При **пріоритетному** обслуговуванні заявці присвоюється деякий

ваговий коефіцієнт, який визначає його черговість серед наявних заявок. Пріоритет може бути абсолютним або відносним.

Відносний пріоритет передбачає, що поступання заявки з більш високим пріоритетом не перериває обслуговування менш пріоритетної заявки (обслуговування без переривання). Із заявок з однаковим відносним пріоритетом утворюється черга.

Абсолютний пріоритет передбачає переривання обслуговування менш пріоритетної заявки. Цей режим називається обслуговування із перериванням. Дисципліна з абсолютним перериванням може використовуватися тільки в системах з одним пристроєм обслуговування.

Вихідний потік – це потік заявок, які покидають систему. Заявки можуть бути як обслужені так і необслужені. Часовий розподіл заявок у вихідному потоці залежить від інтенсивності вхідного потоку і від роботи пристроїв обслуговування.

Розглянуті вище параметри, $\lambda_{\pi}, \bar{N}, \bar{N}_{\pi}, \bar{\tau}_0, \bar{\tau}_{\pi}$, а також середня інтенсивність навантаження (інтенсивність трафіка) $A = \lambda_{\pi} / \mu_0 = \lambda_{\pi} \bar{\tau}_0$, яка визначається в ерлангах (Ерл), і ймовірності перевищення кількості заявок в черзі задану величину (ймовірність відмови) відносять до **показників ефективності СМО**.

Імовірнісні величини визначаються, виходячи із стаціонарності переходів між різними станами в системі, які утворюють неперервний ланцюг Маркова, з використанням закону збереження типу «розмноження та загибель» (термінологія запозичена з біології) і врахуванням класифікації СМО за дисципліною обслуговування заявок і кількістю пристроїв обслуговування [77]. За дисципліною обслуговування розповсюдженими є наступні СМО:

- типу $M/M/t: \infty$ – довжина вхідної черги нічим не обмежена;
- типу $M/M/t: N$ – довжина вхідної черги обмежена внаслідок обмеженої пам'яті буфера, відведеного для зберігання заявок. Після заповнення буфера заявки блокуються;

- типу M/M/ m : Loss – система без вхідної черги (система з відмовленням);
- система з обмеженим часом очікування, в якій заявка очікує (при зайнятих серверах) не більше середнього часу обслуговування;
- система з очікуванням, в якій заблоковані заявки зберігаються деякий час.

Для трьох останніх типів СМО, які використовуються в стільниковому зв'язку, наведено важливі ймовірнісні величини [39, 41].

СМО з відмовленням (В-модель Ерланга).

Ймовірність поступання заявки в момент, коли всі m канали (сервери, пристрої обслуговування) зайняті, тобто ймовірність відмовлення для середньої інтенсивності трафіка A дорівнює:

$$P_B = \frac{A^m / m!}{\sum_{n=0}^m (A^n / n!)} . \quad (4-4)$$

Ймовірність того, що всі канали не зайняті

$$P_{OB} = 1 / \sum_{n=0}^m (A^n / n!) . \quad (4-5)$$

Ймовірність того, що зайнято l каналів

$$P_{lB} = P_{OB} \frac{A^l}{l!} . \quad (4-6)$$

Середня кількість зайнятих каналів

$$\bar{l} = P_{OB} \sum_{n=1}^m [A^n / (n-1)!] . \quad (4-7)$$

СМО з очікуванням (С-модель Ерланга).

Ймовірність того, що заявка зразу ж не обслуговується, а буде поставлена в чергу, визначається формулою:

$$P_C = P_{OC} \frac{mA^m}{(m-A)m!} , \quad (4-8)$$

де $P_{OC} = \frac{1}{\sum_{n=0}^{m-1} \left(\frac{A^n}{n!}\right) + \frac{A^m m}{m!(m-A)}}$ – ймовірність того, що всі канали не зайняті.

СМО з обмеженим часом очікування (А-модель Ерланга). В такій системі заявка, що прийшла в момент зайнятості всіх каналів, стає в чергу на час не більший $\bar{\tau}_0$, але якщо за цей час хоч би один з каналів звільнився, заявка обробляється протягом залишку часу від середнього часу обслуговування і в подальшому скидається. Ймовірність відмовлення заявки

$$P_A = \sum_{n=m}^{\infty} \frac{A^n}{n!} e^{-A}. \quad (4-9)$$

З формул (4-4)÷(4-9) випливає, що ймовірності величин для кожної з систем визначаються кількістю каналів та середньою інтенсивністю трафіка.

Одними з перших розповсюджених СМО у 80-х роках були автоматизовані системи керування обслуговуванням на авіаційному та залізничному транспорті, які отримали назву **телеавтоматичних систем масового обслуговування** (ТАСМО), до складу яких входили:

- система терміналів для спілкування касирів та авіаційних агентів з системою;
- засоби зв'язку, які забезпечували міський та міжміський зв'язок через телефонні станції та телеграфні канали;
- центральний обчислювальний комплекс для обробки даних, в який входили централізовані ЕОМ і різноманітні інтерфейсні пристрої.

Прикладом ТАСМО могла служити система керування обслуговуванням «Сирена» [3], яка розподіляла місця на 1100 рейсів літаків на протязі тридцяти днів попередньої продажі і розрахована на обробку до 250000 заявок в добу. Середній час відповіді на запит касира про наявність місць не більше 3 с. і час друкування білета 2,5 с.

Сучасні СМО розроблені на основі різноманітних комп'ютерних мереж ПЕОМ, швидкодіючих серверів і маршрутизаторів, мають різні структури (див., наприклад, розділ 1, п. 1.2, принцип з'єднання ланок у локальну мережу) і високі показники ефективності. Яскравий приклад сучасної СМО, яка знаходить найширше використання серед усіх верств населення в Україні і за кордоном, є система стільникового зв'язку.

4.2. Електронна телекомунікаційна система (ЕТКС).

Телекомунікаційні системи можна розрізняти за типом використовуваних сигналів на аналогові та цифрові. Цифрові системи мають більш складну структуру, гнучкіші функціональні можливості і більш високі технічні параметри порівняно з аналоговими [28, 33, 70, 74, 86]. Аналогові системи в багатьох випадках замінюються перспективними цифровими, тому нижче описуються основні функціональні блоки цифрових ЕТКС. Структури аналогових систем отримуються спрощенням структур цифрових систем.

ЕТКС призначена для відбирання інформації про об'єкт за допомогою датчиків або інших джерел повідомлень, попередньої обробки сигналу, що переносить корисну інформацію (підсилення, нормування за амплітудою і т.д.), двійкового кодування, усунення надмірності та стиснення даних з метою розвантаження каналу зв'язку, шифрування, канального кодування завадостійкими кодами, ущільнення сигналів з метою кращого використання пропускної здатності каналу зв'язку, модуляції, розширення спектра з метою підвищення надійності зв'язку і забезпечення додаткового множинного доступу, підсилення, узгодження з антеною (або іншим типом вихідного пристрою) , передавання сигналу по лінії зв'язку, якщо потрібно – проміжного підсилення для збільшення віддалі передавання, приймання сигналу на виході з лінії зв'язку за допомогою приймальної антени або іншого чутливого до сигналів малої потужності елемента, підсилення, звужування спектра прийнятого сигналу, його виявлення на фоні перешкод, розущільнення і канального декодування, дешифрування джерела сигналу, форматування корисного сигналу на приймальній стороні для надання йому значень параметрів у межах прийнятого стандарту, а також забезпечення синхронізації роботи всіх блоків ЕТКС [28].

Передавання інформації від об'єкта до отримувача інформації може бути одностороннім (симплексні канали зв'язку), по чергово двостороннім

(напівдуплексні канали) і двостороннім (дуплексні канали), коли інформація може одночасно передаватися в прямому та зворотному напрямках.

Враховуючи неоднозначність існуючої термінології, прийmemo наступні визначення:

ЕТКС – електронна телекомунікаційна система, в яку входять функціональні блоки, починаючи від джерела інформації до отримувача інформації;

Канал зв'язку – сукупність технічних засобів, призначених для передавання повідомлень, до складу якого входить передавач (модулятор), лінія зв'язку і приймач;

Лінія зв'язку – фізичне середовище, по якому розповсюджується енергія та технічні засоби, що забезпечують передавання повідомлень від передавача до приймача.

В залежності від призначення ЕТКС і алгоритму роботи її структура змінюється і необхідність в деяких блоках відпадає.

Узагальнена структура цифрової односторонньої телекомунікаційної ЕС показана на рис. 4-2. Вона складається з обов'язкових блоків (обведених подвійною лінією) та додаткових за використанням (необов'язкових). Всі блоки, описані далі за своїми найбільш повними функціональними можливостями, які здебільш не використовуються одночасно. В кожній конкретній ЕТКС необхідні функціональні можливості можуть бути перерозподілені і об'єднані в різних блоках.

1. **Об'єкт** (джерело інформації), який підлягає дослідженню. В найпростішому випадку один сигнал із виходу об'єкта $U_{B.OB}(t)$ подається на вхід датчика. Об'єкт знаходиться під керуючою $U_{Kер}(t)$ і збурювальною $v_{CA}(t)$ діями. В ЕТКС здебільше маємо множину датчиків, керуючих, збурювальних і вихідних сигналів.

2. **Датчик**, який перетворює фізичне значення величини $U_{B.OB}(t)$ в електричний сигнал $U_{BX}(t)$. Існує велика різноманітність датчиків: струму, напруги, потужності, інтенсивності випромінювання, яскравості та

освітленості зображення, частоти, інтервалів часу, фазового зсуву, магнітних полів, різних параметрів матеріалів, лінійних і кутових розмірів, механічних напруг, сил, моментів, тиску, параметрів руху твердих тіл, рідких та газоподібних речовин, температури, концентрації речовини та ін.[78, 98]. Датчиками сигналу можуть бути також різноманітні ЕС, сигнали яких необхідно передавати по каналу зв'язку.

3. Блок **кодування (форматування)** вхідного сигналу ЕТКС $U_{вх}(t)$, який перетворює його в двійковий код, забезпечуючи таким чином узгодженість джерела вхідної інформації з системою подальшої цифрової обробки. В цьому ж блоці може відбуватися **стиснення** даних – усунення інформаційної надмірності, що дозволяє розвантажити канал зв'язку. Форматування текстової інформації, яке вимагає перетворення цифр та букв в двійковий код, відбувається за допомогою **кодера**. Аналогова інформація форматується за допомогою **дискретизації** за часом, **квантування** за рівнем і **кодування** кожного відліку сигналу. Інтервали дискретизації та квантування вибираються постійними або змінними в системах із компандуванням (з адаптацією).

При передаванні інформації по каналу зв'язку, в якому перешкоди нехтовно малі порівняно з сигналом, в блоці форматування може застосовуватися **ефективне кодування**, яке враховує статистичний зв'язок між відліковими значеннями перетворюваного сигналу, наприклад, коли найбільш імовірним відлікам присвоюються найкоротші коди, що дозволяє мінімізувати середню кількість символів, яка необхідна для подання одного відлікового повідомлення. Ефективне кодування дозволяє суттєво зменшити час передавання, або об'єм запам'ятовувального пристрою.

4. **Шифратор** забезпечує секретність, конфіденційність у передаванні та прийманні повідомлень за допомогою **криптографії**, яка запобігає прослуховуванню, добуванню закритої інформації з каналу зв'язку сторонніми особами. Окрім того, забезпечується **аутентифікація**, тобто допуск до каналу зв'язку осіб, які мають доступ до інформації, що передається. Для

електронного пересилання договірних документів використовується **електронний еквівалент письмового підпису**, який підтверджує особу, що передає документи.

5. Блок **канального кодування** здійснює перетворення незавадостійкого кода сигналу в завадостійкий, який забезпечує покращення якості зв'язку. Система стає більш завадостійкою до впливу перешкод (шумів, наводок, завмирань) при використанні **завадостійкого кодування**. В результаті стає можливим бажаний компроміс між такими параметрами ЕТКС як потужність, що витрачається на передавання біта інформації і шириною смуги пропускання або між достовірністю передавання і шириною смуги пропускання, яка визначає пропускну здатність каналу.

Високі вимоги до достовірності (завадостійкості) передавання, обробки, зберігання інформації зумовили застосування такого кодування інформації, яке забезпечує можливість виявлення та виправлення помилок, обумовлених перешкодами. Кодування відбувається так, що сигнал, який відповідає прийнятій послідовності символів після впливу на нього в каналі зв'язку перешкоди, залишається більш адекватним до сигналу, який передається в канал зв'язку з перешкодами, порівняно з сигналом, який відповідає іншій (спотвореній) послідовності. Ступінь адекватності визначається за кількістю розрядів, в яких послідовності сигналів, що передаються в канал зв'язку і приймаються на виході каналу зв'язку, відрізняються між собою. Це досягається шляхом введення в сигнал при кодуванні **надмірності** (додатково вводяться контрольні розряди), при якій кількість розрядів у коді, що поступає в канал зв'язку, перевищує ту кількість розрядів, яка необхідна для не завадостійкого кодового подання відлікового значення сигналу. Появляється можливість вибирати послідовності символів, що передаються, такими, щоб вони задовольняли додатковим умовам завадостійкості, перевірка яких на приймальній стороні дозволяє виявляти та виправити (коректувати) помилки. Існує множина завадостійких кодів: коди з контролюванням парності, лінійні блочні, циклічні, Хеммінга, Боуза-

Чоудхурі-Хоквінгема, Ріда-Соломона, каскадні, згортувальні, турбо-коди та інші [24, 25, 27, 28, 36, 38, 52, 74]. Завадостійкі коди захищаються від перешкод в каналі зв'язку, але збільшують його завантаженість внаслідок збільшення кількості розрядів, потребують збільшення пропускної здатності каналу зв'язку.

6. Блок **уцілювання** сигналів забезпечує незалежне і рівноправне сумісне використання ресурсу зв'язку багатьма користувачами. Вимоги користувачів до використання ресурсу зв'язку при цьому постійні або в більшості випадків змінюються несуттєво, розподіл ресурсу відбувається **апріорно** і апаратурно виконується в **локальному** пристрої. В блоці 6 використовується один із наступних скалярних методів розділення сигналів: за часом, за частотою або частотно-часовий метод (див. розділ 1, п. 1.2, принцип множинного доступу). Для розділення сигналів за **часом** ансамбль вихідних сигналів (пакет цифрових сигналів) формується від різних джерел сигналів наступним чином: вибирається деякий інтервал часу, який називається кадром, і розбивається за кількістю сигналів на n субінтервалів, що називаються слотами. Слоти всередині кадра послідовно нумеруються від 1 до n . Кадри періодично повторюються і j -ті слоти кожного кадра відводяться для передачі j -го сигналу. Таким чином інформація кожного джерела сигналу передається періодично в пакетах, які слідують один за одним. Сигнали кожного джерела інформації займають свій слот, одже вони не перекриваються в часі і є ортогональними.

Для **частотного** розділення сигналів в блоці 6 кожний із вхідних сигналів перемножується за амплітудою на гармонічний сигнал, частота якого визначається номером джерела інформації $1 \leq i \leq m$ і подається на загальний суматор. На виході суматора формуються радіосигнали, спектри яких рознесені в частотному діапазоні. Інтервали між частотами гармонічних сигналів вибираються із врахуванням неперекривання спектрів вхідних сигналів і частотних захисних інтервалів, тому радіосигнали є ортогональними. В більшості випадків частоти гармонічних сигналів

відрізняються між собою на однакову величину і синтезуються методами ділення і множення із однієї високостабільної опорної частоти.

При розділенні сигналів **частотно-часовим** методом сигнал кожного слота складається із радіосигналів із частотним ущільненням (m радіосигналів) і при переході від одного слота до іншого відбувається одночасна комутація m радіосигналів. Якщо кадр складається із n слотів, тоді кількість ущільнених сигналів дорівнює $n \cdot m$.

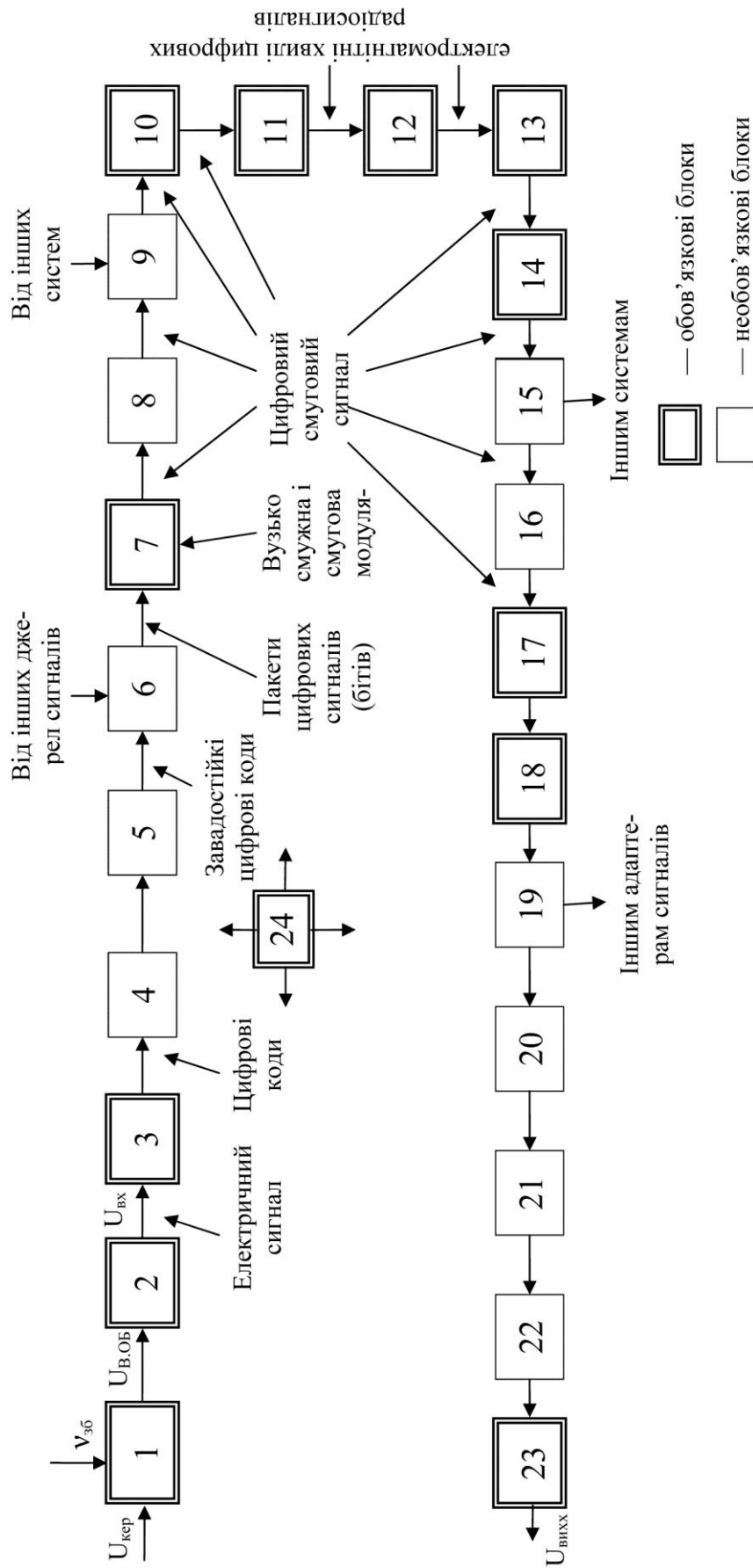


Рис. 4-2. Структурна схема цифрової ЕТКС: 1 – об'єкт, 2 – датчик, 3 – блок кодування, 4 – шифратор, 5 – блок каналного кодування, 6 – блок ущільнення сигналів, 7 – модулятор, 8 – блок розширення спектра сигналу, 9 – блок множинного доступу, 10 – передавач,

11 – випромінювач, 12 – фізичне середовище розповсюдження сигналів, 13 – приймальний вузол, 14 – приймач, 15 – блок множинного доступу, 16 – блок звукування спектра сигналу, 17 – демодулятор, 18 – блок виявлення сигналу, 19 – блок розушлювання, 20 – блок каналного декодування, 21 – блок дешифрування, 22 – блок декодування джерела, 23 – блок форматування, 24 – синхронізатор

Вибір методу ущільнення сигналів і кількості сигналів у кожному конкретному випадку залежить від ширини спектра сигналів на вході блока ущільнення, смуги частот каналу зв'язку і допустимої похибки передавання інформації.

7. Модулятор перетворює вхідний потік цифрової інформації в сигнали, які сумісні з заданими каналами зв'язку. В залежності від каналу зв'язку і структури ЕТКС використовується **вузькосмужна і смугова модуляція**.

Для **вузькосмужної модуляції** спектр модульованих сигналів починається з нульової (або близької до нульової) частоти і закінчується кінцевим значенням, яке залежить від форми і тривалості сигналу. Перетворення аналогового сигналу в цифровий двійковий код у блоці кодування 3 є прикладом вузькосмужної модуляції, яку називають **імпульсно-ковою модуляцією** (PCM – pulse code modulation). Вузькосмужна амплітудно-імпульсна, частотно-імпульсна, фазо-імпульсна та широтно-імпульсна модуляція використовується для перетворення аналогових сигналів у відповідні неперервні величини амплітуд, частот, часових положень та тривалостей імпульсних сигналів в аналогових системах, а також в цифрових системах, в яких застосовується квантування за амплітудою, часовим положенням та тривалістю імпульсних сигналів і неперервні, або дискретні сигнали замінюються кінцевою кількістю (M) символів заданого алфавіту. Остання модуляція називається **М-арною цифровою імпульсною модуляцією**. В залежності від вибору типу символів алфавіту (амплітуда, часове положення, або тривалість імпульсів) розрізняють М-арну амплітудно-імпульсну модуляцію (PAM – pulse-amplitude modulation), М-арну фазо-імпульсну модуляцію (PPM – pulse-position modulation), М-арну широтно-імпульсну модуляцію (PDM – pulse-duration modulation або PWM – pulse-width modulation).

Смугова модуляція переносить спектр цифрових сигналів (або аналогових сигналів в аналогових ЕТКС) в частотний діапазон, необхідний для передавання їх по радіоканалу через електромагнітне випромінювання,

частотного ущільнення каналів та обробки сигналів на проміжній частоті, а також для розширення спектра частот сигналу. Інформаційні сигнали змінюють (модулюють) при цьому один (або декілька) параметрів гармонічного сигналу несучої частоти і відповідно до змінювання параметра розрізняють амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) і фазову (ФМ) модуляції та їх комбінації.

Величина несучої частоти і діаграма направленості передавальних та приймальних антен визначають їх розміри і, наприклад, для конструкцій антен – чвертьхвильовий вібратор, які мають кругову діаграму направленості і використовуються в радіотелефонах, найбільший із розмірів дорівнює $0,25\lambda = 0,25c/f$ (λ – довжина електромагнітних хвиль, c – швидкість світла, f – несуча частота). Якщо, наприклад, розрахувати необхідні розміри антени для випромінювання вузькосмужного сигналу частотою $f = 3$ КГц без несучої, то отримаємо розміри $0,25\lambda = 25$ км, а для передачі цього ж сигналу із смуговою модуляцією частотою 900 МГц отримаємо розміри $0,25\lambda = 8$ см, які на практиці легко реалізувати. Тому в ЕТКС, які використовують радіоканали, в модуляторі 7 (рис. 4-2) спочатку відбувається вузькосмужна, а потім смугова модуляція.

Смугова модуляція, при якій кожному із сигналів задається різна частота використовується в блоці 6 для частотного ущільнення сигналів. Розширення спектра частот сигналу з використанням смугової модуляції буде розглянуто далі (блок 8). Цифрові вузькосмужна та смугова модуляції маніпулюють кінцевою кількістю параметрів сигналів та комбінаціями їх параметрів, тому для них, як синонім, використовується назва **цифрова маніпуляція**.

У вузькосмужних цифрових ЕТКС, найпростіша структурна схема яких складається із послідовно з'єднаних блока форматування 3, модулятора 7, передавача 10, лінії зв'язку 12, якою є двопровідна лінія, або коаксіальний кабель, приймача 14, демодулятора 17, блока виявлення сигналу 18 і блока форматування 23 (див. рис. 4-2); використовується вузькосмужна модуляція.

На виході модулятора 7 формується послідовність імпульсних сигналів, характеристики і параметри яких визначаються вхідним потоком інформації, необхідною завадостійкістю сигналів і величиною їх постійної складової в каналі зв'язку, можливістю автосинхронізації переданих сигналів, стиснення спектрів сигналів, виявлення помилок без введення надмірності в цифрові коди, а також можливістю застосування диференціального кодування [28].

Для двійкового кодування інформації вихідні сигнали імпульсної вузькосмужної модуляції поділяються на чотири групи:

- сигнали без повернення до нуля (nonreturn to zero – NRZ);
- сигнали з поверненням до нуля (return to zero – RZ);
- сигнали з фазовим кодуванням;
- багаторівневі сигнали з бінарним кодуванням.

Приклади основних типів використовуваних сигналів подані на рис.4-3, на якому вказані також відповідні значення вхідних бітів (логічних нулів та одиниць – рис. 4-3, а), що поступають в різні інтервали часу від 0 до $11T$ (рис. 4-3, о).

До першої групи NRZ сигналів відносяться сигнали NRZ-L (L-level-рівень), NRZ-M (M-mark-позначка) і NRZ-S (S-space-пауза). В сигналах **NRZ-L** (рис. 4-3, б) двійкова одиниця відповідає одному рівню напруги (наприклад, $+V$), а двійковий нуль – другому рівню напруги ($-V$) і змінювання рівня відбувається кожний раз при переході (в послідовності вхідних бітів) з нуля в одиницю та навпаки – з одиниці в нуль. Для сигналів **NRZ-M** (рис. 4-3, в) двійкова одиниця (або позначка) задається змінюванням рівня напруги, а нуль, або пауза – відсутністю змінювання рівня. Таке формування сигналів називається диференціальним. Сигнали **NRZ-S** є зворотними до сигналів **NRZ-M**: двійкова одиниця відповідає відсутності змінювання рівня напруги, а двійковий нуль – змінюванню рівня напруги.

До сигналів другої групи відносять уніполярні сигнали RZ, біполярні сигнали RZ і сигнали RZ-AMI (AMI-alternate mark inversion-із черговістю полярності). В **уніполярних RZ** сигналах (рис.4-3, д) одиниця задається

наявністю імпульса, тривалість якого дорівнює половині тривалості біта, а нуль – відсутністю імпульса. Для **біполярних RZ** сигналів (рис.4-3, е) одиниці та нулі задаються імпульсами протилежної полярності і тривалості імпульсів дорівнюють половині тривалості біта. В кожному інтервалі передавання біта присутній імпульс. Імпульси **RZ-АМІ** (рис.4-3, ж) характеризуються наявністю імпульсів, полярність яких чергується для передавання одиниць, та відсутністю імпульсів для передавання нулів. Амплітуди різнополярних імпульсів однакові, а їх тривалості дорівнюють половині тривалості біта. Розміщені імпульси всередині одиничних бітів.

Третю групу сигналів складають сигнали **Bi-ф-L** (Bi-phase-level-двофазний рівень), **Bi-ф-M** (Bi-phase-mark), **Bi-ф-S** (Bi-phase-space) та сигнали модуляції затримки. Для **Bi-ф-L** сигналів (рис. 4-3, з) одиниця задається імпульсом, тривалість якого дорівнює половині інтервалу передавання біта і розміщеному в першій половині інтервалу передавання біта, а нуль – аналогічним імпульсом, який розміщений у другій половині інтервалу передавання біта. Сигнали **Bi-ф-M** (рис.4-3, і) на початку кожного інтервалу передавання біта мають перехід між рівнями напруг. Одиниця задається другим переходом між рівнями напруг посередині інтервалу, а нуль – одним переходом на початку інтервалу передавання біта. Сигнали **Bi-ф-S** (рис. 4-3, к) також мають переходи між рівнями напруг на початку кожного інтервалу передавання біта, але одиниця задається тільки одним переходом на початку інтервалу передавання біта, а нуль – другим переходом посередині інтервалу передавання біта. Для **модуляції затримки** (рис. 4-3, л) логічна одиниця задається переходом між рівнями напруг посередині інтервалу передавання біта, а логічний нуль – відсутністю такого переходу, якщо за ним не слідує другий нуль. Якщо два, або більше нулів слідують один за другим то формуються переходи в моменти закінчення кожного інтервалу попереднього нуля.

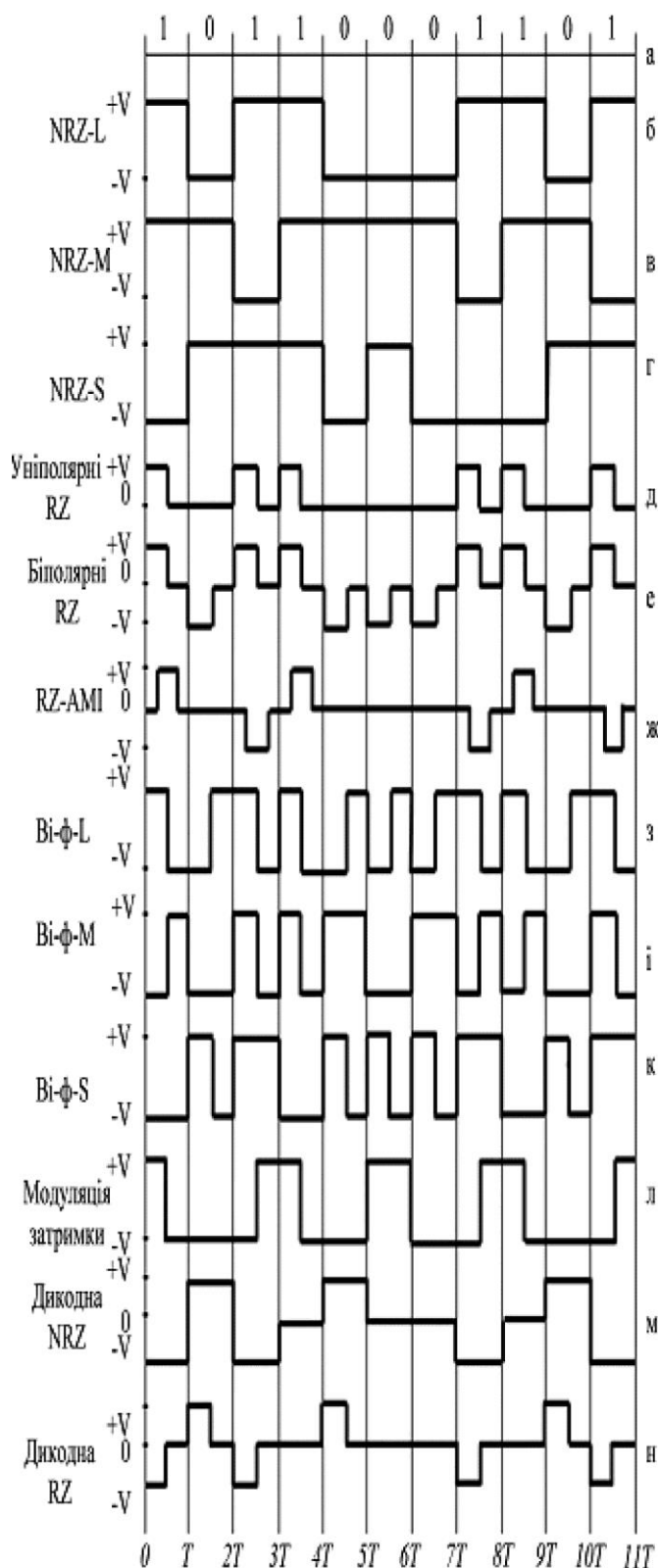
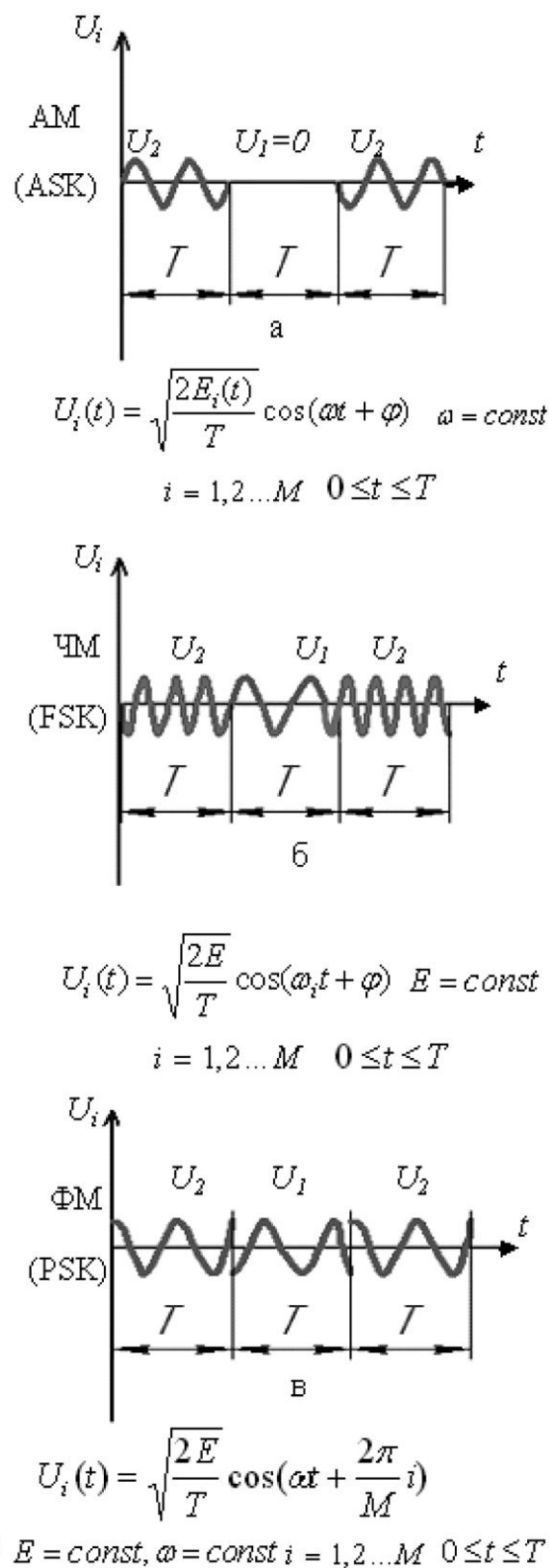


Рис. 4-3. Сигнали вузькосмувної цифрової модуляції (б...н), входні біти (а) та їх інтервали часу (0)

Рис. 4-4. Основні види цифрової смугової модуляції для бінарних ($M=2$) сигналів: а – АМ, б – ЧМ, в – ФМ



До четвертої групи сигналів, для яких двійкове кодування вхідних бітів модулюється в трирівневі сигнали, можна віднести RZ та RZ-АМІ сигнали другої групи (див. рис. 4-3, е, ж, де видно рівні напруг $+V$, $-V$, та нульовий рівень), а також сигнали **дикодної NRZ та дикодної RZ модуляції** (рис. 4-3, м, н). В сигналах дикодної NRZ модуляції переходи у вхідних бітах від одиниці до нуля і від нуля до одиниці змінюють полярність імпульсів, а при відсутності переходів формується сигнал нульового рівня. Для сигналів дикодної RZ модуляції переходи у вхідних бітах від одиниці до нуля і від нуля до одиниці задаються зміною полярності імпульсів, тривалість яких вдвічі менша тривалості передавання біта. Якщо переходи відсутні, вихідний сигнал відповідає нульовому рівню.

Розглянуті сигнали цифрової вузькосмувної модуляції використовуються не тільки в ЕТКС, але і в різноманітних ЕС, де необхідне передавання та запам'ятовування цифрових сигналів. Наприклад, в інтерфейсах ПЕОМ з різними периферійними пристроями використовуються NRZ сигнали (першої групи сигналів), які мають більшу достовірність передавання даних порівняно з уніполярними RZ сигналами і відсутність вхідного сигналу не сприймається як вхідний логічний нуль.

М-арну цифрову вузькосмувну модуляцію доцільно використовувати при необхідності зменшення швидкості передавання сигналів, наприклад, тоді, коли смуга частот каналу зв'язку недостатня для пропускання спектрів сигналів двійкової імпульсно-кодової модуляції. Щоб не передавати імпульсні сигнали для кожного окремого біта, необхідно спочатку розділити вхідні дані на k -бітові групи і в подальшому використовувати для передавання, наприклад, імпульсні сигнали з $M=2^k$ рівнями за амплітудою. При такому багаторівневому передаванні сигналів, або М-арній амплітудно-імпульсній модуляції, кожний імпульсний сигнал може передавати k -бітовий символ із швидкістю передавання в k разів меншою порівняно із швидкістю передавання вхідного потоку бітів. Іншими словами М-арну модуляцію використовують для "зменшення" смуги частот двійкових цифрових сигналів за незмінної заданої

швидкості передавання інформації. Зменшення швидкості передавання сигналів або "зменшення" смуги частот вхідних двійкових сигналів визначається величиною M : $k = \log_2 M$ і $k = 2, 3, 4, 5, 6$ відповідно для $M = 4, 8, 16, 32, 64$.

Недоліком M -арної модуляції порівняно із двійковою є менша достовірність виявлення імпульсних сигналів на приймальній стороні каналу зв'язку при однакових енергіях двійкового сигналу і максимального M -арного сигналу. Для детекторів M -рівневих сигналів необхідно забезпечити більше відношення сигналу до шуму на вході.

Смугова модуляція перетворює вхідні інформаційні сигнали в радіосигнали, які в загальному вигляді для несучої кругової частоти $\omega = 2\pi f$ можна задати формулою:

$$U(t) = A(t) \cos[\omega(t) t + \varphi(t)], \quad (4-10)$$

де f – несуча частота, $A(t)$ – змінна за часом амплітуда (огонаюча гармонічного сигналу), $\omega(t)$ і $\varphi(t)$ – змінні за часом частота і фаза.

В аналогових системах інформаційний сигнал змінює амплітуду (частота і фаза незмінні) для амплітудної модуляції, частоту (амплітуда і фаза незмінні) для частотної модуляції і фазу (амплітуда і частота незмінні) для фазової. В **цифрових** системах сигнали смугової модуляції складаються з відрізків радіосигналів, параметри яких незмінні на протязі передавання (T) символу цифрової інформації. Різним можливим цифровим символам відповідають різні амплітуди (ASK – amplitude shift keying – амплітудна маніпуляція), частоти (FSK – frequency shift keying – частотна маніпуляція), фази (PSK – phase shift keying – фазова маніпуляція) та комбінації цих маніпуляцій.

Якщо використовується фазова або амплітудно-фазова модуляція, тоді на приймальній стороні ЕТКС для виявлення сигналів (у демодуляторі) обов'язковим є формування **синфазного радіосигналу** і таке виявлення сигналів називається **когерентним**. Для деяких типів модуляції доцільніше

використовувати **некогерентне** виявлення сигналів. Оскільки характеристики виявлення сигналу (наприклад, імовірність помилки в процесі виявлення) визначаються енергією сигналу на символ, яка залежить також від опору, на якому виділяється $U(t)$, доцільно від амплітуди A в формулі (4-10) перейти до нормованої (на опорі 1 Ом) енергії сигналу на символ $E = A^2 T / 2$, звідки $A = \sqrt{2E / T}$.

На рис. 4-4 для бінарних інформаційних сигналів подані спрощені (заради наочності) графічні зображення радіосигналів (реально тривалість T значно більша періоду несучої частоти) і формули для вихідних сигналів відповідних M -арних смугових модуляцій. В сигналах **амплітудної модуляції** (рис. 4-4, а) частота несучої постійна, фаза на протязі кожного із інтервалів T постійна і може приймати довільне значення, а амплітуда $\sqrt{2E_i(t) / T}$ може приймати M дискретних значень і для $M = 2$ одна з амплітуд дорівнює нулю ($U_1 = 0$), а інша $U_2 = \sqrt{2E / T}$. АМ – одна із перших форм цифрової модуляції, яка використовувалася для бездротової телеграфії і в даний час не використовується в системах цифрового зв'язку. Апаратурно модулятор для даної модуляції реалізується на перемножувачі двох сигналів: гармонічний сигнал частотою f помножується з сигналом, пропорційним $A(t)$. В сучасних ЕТКС отримала розповсюдження амплітудно-фазова модуляція (АРК – amplitude phase keying – АФМ), яка є комбінацією амплітудної та фазової модуляцій.

В сигналах **частотної модуляції** (рис. 4-4, б) амплітуда постійна, фаза може приймати довільну постійну величину в різних інтервалах T , а частота несучої має M дискретних значень. Змінювання частоти в моменти переходу між символами може відбуватися без розриву фази (як показано на рис. 4-4, б) і таку ЧМ називають частотною маніпуляцією без розриву фази (CFSK – continuous phase FSK), або в загальному випадку з розривом фази (MFSK – multiple frequency keying) [28].

Реалізувати частотний модулятор можна з використанням синтезатора частот f_i і комутатора (мультиплексора), який керується інформаційним сигналом. Необхідність в мультиплексорі відпадає, якщо частоти f_i генеруються за заданими кодами непрямим методом помноження частоти. М-арний частотний модулятор реалізується також перенесенням набору частот, які відповідають певним кодам, в необхідний частотний діапазон методом перемноження гармонічних сигналів цих частот і сигналу несучої частоти.

В сигналах **фазової модуляції** (рис. 4-4, в) амплітуда і частота постійні, а фаза може приймати M дискретних значень $\varphi_i = 2\pi i / M$ і для $M = 2$ (BPSK – binary PSK) одна із фаз $\varphi_1 = \pi$, а інша $\varphi_2 = 2\pi$ (нульова фаза). При переході між символами видно різке змінювання фази. Векторною діаграмою сигналів смугової фазової модуляції (ансамбль сигналів ФМ) є M радіальних векторів, довжина яких однакова і визначається амплітудою (енергією) сигналу, а орієнтація векторів задається фазою φ_i (див. рис. 4-5, а для $M = 8$). Векторною діаграмою модуляції BPSK є два протифазні вектори (кут між ними 180°) однакової довжини. Набори сигналів, які можуть бути задані протифазними векторами, називаються **антиподними**.

До спеціалізованих форматів смугової фазової модуляції відносять квадратурну фазову маніпуляцію із зсувом (OQPSK – offset quadrature PSK) і маніпуляцію із мінімальним зсувом (MSK – minimum shift keying), які входять до класу модуляцій CPM (модуляція без розриву фази – continuous phase modulation), а також ”псевдо-PSK”, яку називають диференціальною фазовою маніпуляцією (DPSK – differensial PSK) [28]. В DPSK для виявлення поточного символу опорною фазою приймається фаза попереднього символу. ФМ використовується в даний час в комерційних і воєнних системах зв'язку, а також в системах дослідження далекого космосу.

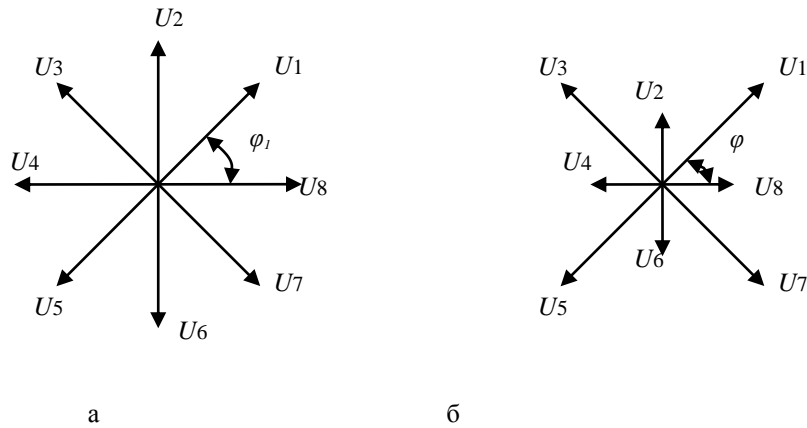


Рис. 4-5. Ансамбль сигналів фазової (а) та амплітудно-фазової (б) модуляції для $M=8$

Формулу (4-10) після тригонометричного перетворення можна записати в наступному вигляді:

$$U(t) = Q(t) \cos \omega t + I(t) \sin \omega t, \quad (4-11)$$

де $Q(t) = A(t) \cos[\varphi(t)]$ та $I(t) = -A(t) \sin[\varphi(t)]$ називаються **квадратурними координатами** радіосигналу, або відеосигналами радіосигналу. Із (4-11) випливає, що **довільний радіосигнал** може бути заданий як **сума двох амплітудно-модульованих сигналів** однакової несучої частоти і зсунутих за фазою на 90° , а огинаючими амплітудних модуляцій є квадратурні координати $I(t)$ та $Q(t)$. Такі два сигнали називаються ортогональними сигналами або ортогональними несучими компонентами радіосигналу. Виходячи з цього, модулятор ФМ можна реалізувати, якщо сформований гармонічний сигнал постійної амплітуди подати на фазообертач із зсувом фази на 90° , перемножити сформований і зсунутий за фазою гармонічні сигнали несучої частоти на відповідні квадратурні координати і просумувати їх добутки. Квадратурними координатами цифрової ФМ будуть величини $Q_i = A \cos(2\pi i / M)$ та $I_i = -A \sin(2\pi i / M)$.

Для BPSK модуляції $I_1 = I_2 = 0$; $Q_1 = -A$; $Q_2 = A$ і антиподні сигнали можна записати в наступному вигляді:

$$U_i(t) = A x_i(t) \cos \omega t, \quad (4-12)$$

$$x_i(t) = -1, \text{ для } i = 1; \quad x_i(t) = 1, \text{ для } i = 2.$$

З точки зору спрощення операції перемножування цифрових сигналів (перемножування буде еквівалентне сумі за модулем два цифрових сигналів) доцільно для вхідного інформаційного сигналу задавати двійкову логічну одиницю величиною $x_i(t) = -1$, і двійковий логічний нуль величиною $x_i(t) = 1$. Модулятором BPSK є помножувач гармонічного сигналу $A \cos \omega t$ і інформаційного сигналу, який переведений в послідовність імпульсів $x_i(t)$.

В сигналах **амплітудно-фазової модуляції** несуча частота постійна, а амплітуда (енергія E_i) і фаза φ_i дискретно змінюються. Величина M визначається в кожному конкретному випадку кількістю сигналів U_i , які відрізняються одним або двома параметрами (E_i, φ_i). На рис. 4-5, б зображена векторна діаграма АФМ, для якої при переході між ближчими за фазою векторами змінюється одночасно амплітуда і фаза. Маємо вісім дискретних значень фази і дві дискретні величини амплітуди (енергії) для $M = 8$. Дві групи по чотири вектори (U_1, U_3, U_5, U_7 і U_2, U_4, U_6, U_8) відрізняються амплітудою і кут між ближчими за фазою векторами $\varphi = \pi/4$. Якщо кут $\varphi = \pi/2$, тоді таку АФМ називають **квадратурною амплітудною модуляцією** (QAM – quadrature amplitude modulation) і $M = 4$.

Модулятор АФМ апаратурно реалізується аналогічно модулятору ФМ і відрізняється тільки величинами квадратурних координат Q_i та I_i в які входять дискретні величини амплітуд.

М-арні смугові модуляції дозволяють для $M > 2$ більш економно використовувати смугу частот радіосигналів тому їх називають смуго-ефективними методами маніпуляції. Зменшення смуги частот, як і для вузькосмувної М-арної модуляції, обумовлене переходом від двійкової форми подання сигналів до М-арного ансамблю сигналів. Найчастіше використовуються ансамблі сигналів фазової маніпуляції та сигнали амплітудно-фазової маніпуляції. Якщо сигнали зображені векторними діаграмами на рис. 4-5,а,б задаються трирозрядними двійковими кодами (приймемо, наприклад, $U_1 - 000$, $U_2 - 001$, $U_3 - 010$, $U_4 - 011$, $U_5 - 100$, $U_6 - 101$,

$U_7 - 110, U_8 - 111$) і вибрати тривалість символу T , яка визначає смугу частот Δf радіосигналів, тоді тривалість кожного двійкового біта повинна бути втричі меншою і відповідна смуга частот втричі більшою. Тобто ансамблі сигналів ФМ або АФМ дали можливість для $M = 8$ втричі зменшити смугу частот бінарних радіосигналів.

Смуго-ефективні методи маніпуляції характеризуються параметрами спектральної та енергетичної ефективності. **Спектральна ефективність** (або питома швидкість передавання інформації) визначається як відношення швидкості передавання інформації до смуги частот Δf і чисельно дорівнює $\log_2 M = k$. **Енергетична ефективність** визначається як результат ділення нормованих відношень сигналу до шуму M -арної та двійкової модуляції, для яких забезпечується імовірність помилки в прийманні біта $P = 10^{-5}$ [79]. Імовірність P для заданої величини шуму визначається мінімальною віддаллю (d_0) між кінцями векторів у ансамблях смуго-ефективних сигналів, а віддаль в свою чергу залежить від амплітуди (енергії) сигналу, величини M та типу маніпуляцій.

На рис.4-6, а, б, зображені ансамблі 16-річних АМ та АФМ сигналів у вигляді точок (а не у вигляді векторів, як на рис. 4-5), які співпадають з кінцями векторів U_i векторних діаграм. Сигнали ФМ (рис.4-6,а) утворені однією амплітудою і шістнадцятьма величинами φ_i , і величина d_0 однакова для всіх ближчих за фазою сигналів. Для АФМ (рис.4-6, б) сигнали утворені трьома амплітудами і дванадцятьма величинами φ_i . Величина d_0 вибирається меншою із двох величин (сторони прямокутників, у вершинах яких знаходяться точки). Розрахунки енергетичної ефективності ансамблів сигналів, зображених на рис. 4-6 а, б дають їх однакову величину для $M = 4$ і більшу енергетичну ефективність сигналів АФМ для $M > 4$. При цьому середня енергія сигналів АФМ і енергія сигналів ФМ приймаються однаковими. Найбільшу енергетичну ефективність мають сигнали АФМ, в яких

однакова величина d_0 для всіх сигналів. Таким є ансамбль АФМ сигналів, в яких кінці векторів розміщені в центрах гексагональної ґратки, як показано на рис. 4-6, в для ґратки із двох кілець. Ансамбль сигналів утворюється трьома амплітудами і дванадцятьма величинами φ_i . В двох кільцях сформовано $M = 18$ сигналів (сигнал нульової амплітуди, який знаходиться в центрі ґратки відкидаємо, оскільки його фаза невизначена) і при використанні його для 16-річної маніпуляції два сигнали з максимальною амплітудою не використовуються. Кількість сигналів в m -кільцях (без центрального) $M = 3m(m+1)$, $m \geq 2$.

Вузькосмужна та смугова модуляції аналогових та цифрових сигналів, окрім розглянутої вище функції узгодження інформаційних сигналів із різними каналами зв'язку, можуть використовуватися для додаткового ущільнення інформаційних сигналів [38]. Так, наприклад, якщо сигнали одного з інформаційних джерел використовують широтно-імпульсну, частотно-імпульсну або фазо-імпульсну модуляції, для яких амплітуда імпульсів однакова, то подальша модуляція за амплітудою сигналами іншого інформаційного джерела дає можливість вдвічі збільшити кількість інформаційних сигналів, що передаються. Аналогічно для М-арних вузькосмужних та смугових маніпуляцій сигналам різних інформаційних джерел відводяться різні символи (різні сигнали із ансамблів ФМ або АФМ).

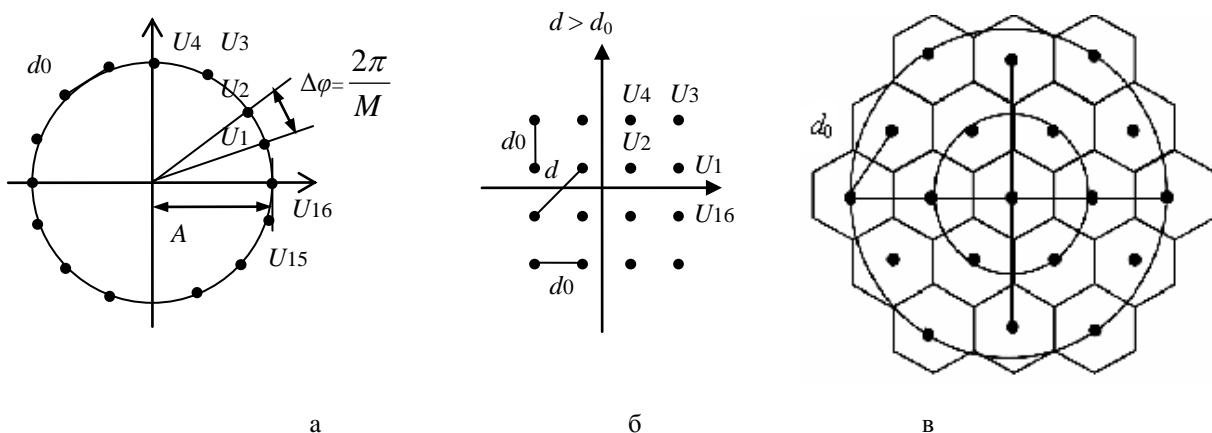


Рис. 4-6. Ансамблі смуго-ефективних сигналів. а – сигнал ФМ, б – сигнали АФМ, в – сигнали АФМ з найбільшою енергетичною ефективністю

8. Блок **розширення спектра** сигналів перетворює спектр інформаційних сигналів в значно ширший спектр сигналів, які в подальшому передаються по широкосмужних каналах зв'язку, і дозволяє:

- використовувати кодові методи ущільнення сигналів, які мають високу завадостійкість та можливості захисту інформації (див. розділ 1);
- збільшувати швидкість передавання сигналів і підвищувати таким чином ефективність систем зв'язку (див. розділ 3);
- підвищувати завадостійкість систем зв'язку завдяки збільшенню відношення сигналу до шуму при однакових величинах спектральної щільності амплітуди сигналів і щільності потужності шуму до та після розширення спектрів, а також при постійній потужності зовнішньої перешкоди, що генерується;
- зменшувати щільність енергії сигналу після розширення спектра, що необхідно іноді для узгодження системи зв'язку із міжнародним стандартами сигналів, які передаються, наприклад, супутниками, і збільшувати при цьому повну енергію сигналу, що передається;
- визначати з високою точністю віддаль між передавачем та приймачем (високоточна локація) за виміряною затримкою сигналу в радіоканалі. Крутість переднього фронту прийнятого сигналу, яка визначає невизначеність затримки сигналу і відповідно точність вимірювання віддалі, пропорційна ширині спектра сигналу.

Розширення спектра сигналу відбувається внаслідок додаткової амплітудної або фазової модуляції інформаційним сигналом спеціальної **розширювальної функції** $g_p(t)$ (метод прямої послідовності – DS-direct sequencing), а також внаслідок змінювання у відповідності із $g_p(t)$ несучої частоти інформаційного радіосигналу (метод стрибкоподібного перестроювання частоти – FH-frequency hopping). Використовують також змішаний метод DS/FH. Розширювальна функція не залежить від інформаційного сигналу.

Виходячи із можливості захисту інформації, розширювальною функцією вибирають псевдовипадкову послідовність (ПВП) , яка утворюється з псевдовипадкового коду і яка для неуповноваженого користувача сприймається як випадковий сигнал. Насправді ПВП є **періодичними детермінованими сигналами**, які відомі на стороні відповідних передавачів і приймачів, утворюються із псевдовипадкових кодів заміною логічного нуля на величину плюс одиниця («1») і логічної одиниці на величину мінус одиниця («-1»); поділяються на два класи: лінійні та нелінійні ПВП і задовільняють критеріям випадковості (критерії урівноваження, серії та функції автокореляції) [28,79].

До лінійних ПВП відносять М-послідовності, послідовності Голда, послідовності Касамі та інші; а нелінійні ПВП формуються за допомогою генераторів із нелінійною зовнішньою логікою, генераторів складових ПВП та генераторів із нелінійною функцією зворотного зв'язку. Найпростішими з точки зору генерації ПВП є М-послідовності, які є лінійними рекурентними послідовностями максимальної довжини і безпосередньо використовуються для розширення спектра сигналу, а також є базовими для формування методом логічного комбінування великих систем квазіортогональних сигналів.

Генератор М-послідовності складається із лінійного регістра зсуву, який охоплений лінійним зворотним зв'язком. Регістр зсуву з'єднаний із синхрогенератором, що керує його роботою, і сформована послідовність імпульсів на виході залежить від кількості каскадів (розрядів) в регістрі та їх початкових станів і від місця приєднання зворотного зв'язку. Послідовність на виході може мати максимальну і не максимальну довжину. Період повторення послідовності максимальної довжини, яка генерується n -каскадним регістром зсуву із зворотним зв'язком і визначений в кількості тактів на виході, дорівнює $P_M = 2^n - 1$.

Як приклад, на рис. 4.7 показана структура послідовного n -каскадного регістра зсуву з одним зворотним зв'язком, який утворений із $(n-1)$ та n -ого каскадів через суматор за модулем 2 на перший каскад. З кожним імпульсом синхрогенератора (на рисунку не показаний) логічні рівні каскадів зсуваються на одну позицію вправо, а логічні рівні $(n-1)$ та n -ого каскадів сумуються за модулем 2 і задають логічний рівень першого каскаду. Вихід n -ого каскаду формує псевдовипадковий код.

Якщо розглянути найпростіший випадок, коли $n=3$ і прийняти, що перший каскад має початковий рівень одиницю, а другий і третій каскади – нулі, тоді початковий стан регістра буде 100. У відповідності до рис. 4-7 послідовність восьми станів, що слідують один за одним, будуть такими: 100, 010, 101, 110, 111, 011, 001, 100, тобто через 7 циклів (елементарних імпульсів тривалістю T_e) стани регістра періодично повторюються. Псевдовипадковий код задається логічними рівнями третього розряду на кожному такті, тобто має наступний вигляд 0010111. Крайній лівий біт є самим раннім і довжина псевдовипадкового коду (N_{Π}) є максимальною ($N_{\Pi} = P_M = 2^3 - 1 = 7$).

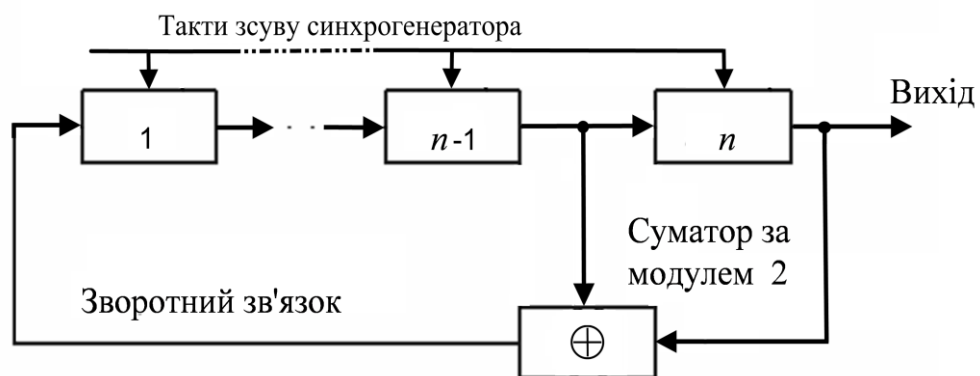


Рис. 4-7. Структура послідовного лінійного регістра зсуву із зворотним зв'язком

Аналогічно для $n = 4$, $P_M = 15$ і початкового стану регістра 1000 псевдовипадковий код максимальної довжини має вигляд 000100110101111, а для $n = 5$, і початкового стану регістра 10000 псевдовипадковим буде код 00001000110010101111. Він має 21 розряд і є кодом не максимальної довжини ($N_{\Pi} = 21$, $P_M = 31$). Якщо для

п'ятирозрядного регістра зворотний зв'язок на перший розряд поступає із суматора за модулем 2, а суматор приєднаний до п'ятого та другого розрядів, тоді формується псевдовипадковий код максимальної довжини ($N_{II} = 31$), який для початкового стану регістра 10000 буде наступним: 0000100101100111110001101110101.

Перевіримо критерії випадковості (критерії, за якими характеризуються цифрові генератори шуму) для розглянутого вище 21 розрядного, псевдовипадкового коду 000010001100101011111.

Урівноваженість (збалансованість). У кожному інтервалі, що періодично повторюється, кількість двійкових одиниць повинна відрізнятися від кількості двійкових нулів не більше ніж на один елемент. У нашому коді маємо 10 двійкових одиниць і 11 двійкових нулів. Для ПВП критерій визначають наступним чином: в кожному періоді послідовності кількість величин «1» відрізняється від кількості величин «-1» не більше ніж на одиницю.

Циклічність (властивість серій). Циклом або серією називають неперервну послідовність однакових двійкових чисел. Поява іншої двійкової цифри починає іншу серію. Довжина серії дорівнює кількості цифр в ній. У нашому коді маємо 10 серій (0000-перша серія, 1 друга серія, 000-третя, 11-четверта, 00-п'ята, 1-шоста, 0-сьома, 1-восьма, 0-дев'ята і 11111-десята серії). Бажано, щоб в коді приблизно половина серій обох типів мала довжину 1, приблизно чверть серій – довжину 2, приблизно одна восьма серій – довжину 3 і т.д. доки продовження має сенс. При збільшенні розрядності коду відповідна кількість серій ближча до вказаних величин. У нашому випадку 5 серій (друга, шоста, сьома, восьма, дев'ята) мають довжину 1, 2серії (четверта, п'ята) мають довжину 2 і одна серія має довжину 3 (третя). Для ПВП критерій циклічності визначається наступним чином: в кожному періоді послідовності половина серій «1» і «-1» мають довжину 1, одна чверть – 2, одна восьма – 3 і т.д.

Кореляція. Якщо послідовність поелементно порівнювати з її циклічно зсунутою послідовністю на протязі періоду цієї послідовності, то кількість співпадань відрізняється від кількості неспівпадань не більше ніж на одиницю. Порівняємо заданий код із циклічно зсунутою його копією на T_e , $2 T_e$ і $(N_n - 1) T_e$. Позначимо співпадання знаком «+» і неспівпадання «-».

0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	– початковий код
1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	– код зсунутий на T_e
-	+	+	+	-	-	+	+	-	+	-	+	-	-	-	-	-	+	+	+	+	співпадають 11, не співпадають 10
0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	– початковий код
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	– код зсунутий на $2T_e$
-	-	+	+	-	+	-	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+	+	співпадають 11, не співпадають 10
0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	– початковий код
0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	– код зсунутий на $(N_n - 1) T_e$
+	+	+	-	-	+	+	-	+	-	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	-	співпадають 11, не співпадають 10

Аналогічні порівняння для інших величин циклічного зсуву початкового коду дають однакову різницю співпадань і неспівпадань, яка дорівнює одиниці. Для нульового зсуву, або для зсуву на величину періоду послідовності кількість співпадань дорівнює N_n , а неспівпадань відсутні. Оскільки різниця між співпаданнями і неспівпаданнями у ПВП при неперервному змінюванні зсуву її копії визначає функцію автокореляції ПВП, знайдемо функцію автокореляції графічним методом для розглянутого вище прикладу – 15-розрядного псевдовипадкового коду 000100110101111 ($n = 4$, $N_n = P_M = 15$).

Функція автокореляції $R(\tau)$ розраховується як площа, що перекривається між прямокутними імпульсами, які утворюють ПВП та їх зсунуті копії. При цьому імпульси однакової полярності вносять додатну складову, а різнопарні – від’ємну складову. Оскільки ПВП є періодичним сигналом, сумарну площу потрібно поділити на період $T_e N_n$. Для одиничної амплітуди імпульсів (ПВП та їх зсунутих копій) функція автокореляції буде дорівнювати відношенню величини різниці співпадань кількості тактів, що утворюють додатну та від’ємну площу, до величини N_n . Додатна площа на рис. 4-8, г, д, е, позначена «+», а

від'ємна «-». З рисунків випливає, що $R(\tau=0)=1$, $R(\tau=0.5 T_e)=\frac{7}{15}$; $R(\tau=T_e)=-\frac{1}{15}$.

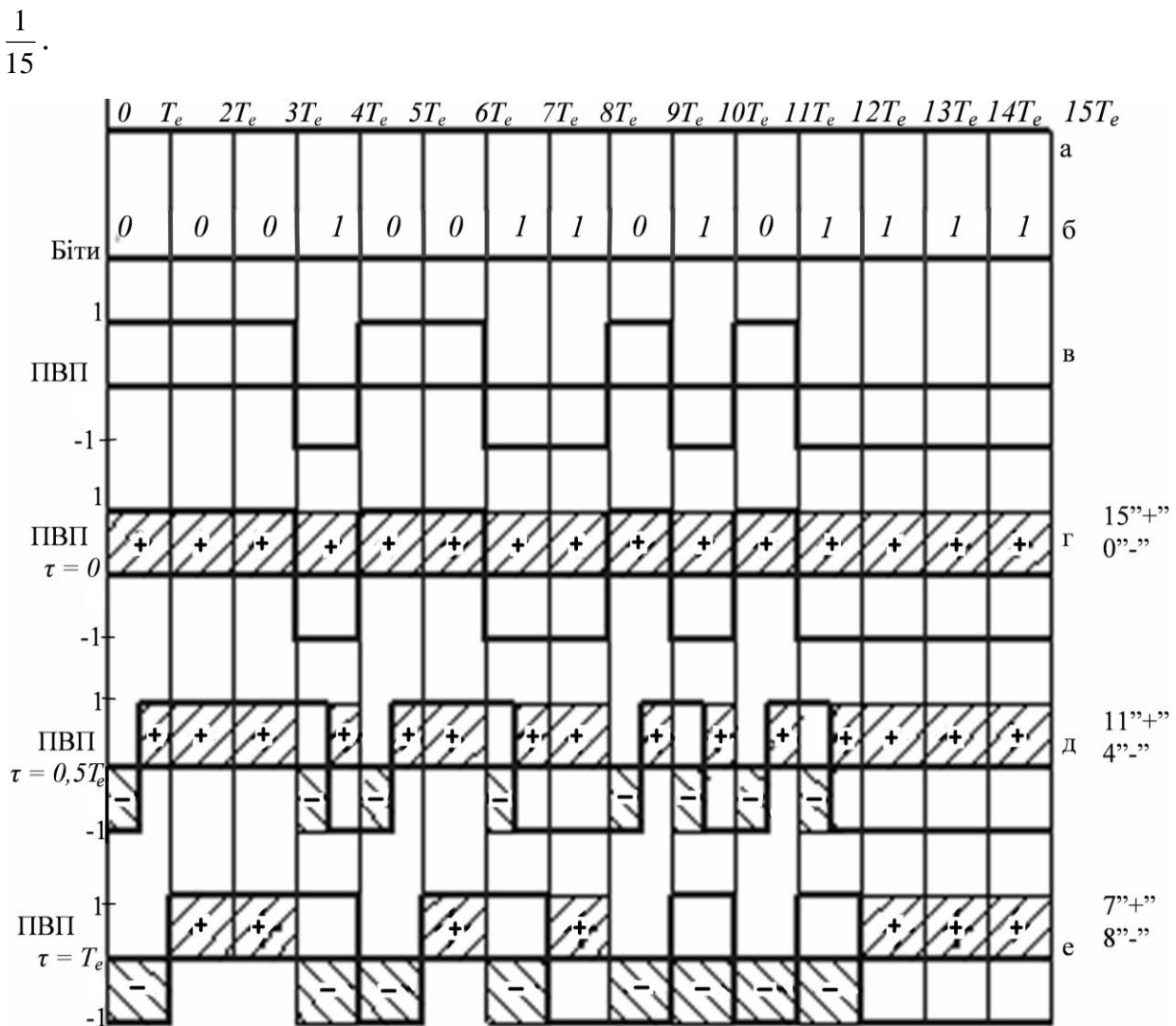


Рис. 4-8. Псевдовипадковий код (б) і ПВП(в) та її зсунуті копії для $\tau=0$ (г), $\tau=0.5T_e$ (д), $\tau=T_e$ (е)

Враховавши симетричність $R(\tau)$ відносно τ , її періодичність та постійну величину кількості неспівпадань для τ , які кратні T_e , графік функції автокореляції для ПВП у загальному вигляді показаний на рис. 4-9.

Зауважимо, що **добуток ПВП і її синхронної копії ($\tau=0$) дорівнює одиниці** для всіх інтервалів часу, тому якщо ПВП модулюється інформаційним сигналом і в подальшому цей модульований сигнал перемножується на синхронну копію ПВП, тоді як результат перемноження отримаємо первинний інформаційний сигнал.

Розширення спектра сигналу **методом прямої послідовності** реалізується завдяки операції перемноження вузькосмужного

інформаційного сигналу і широкосмужного сигналу, яким є ПВП. Якщо врахувати, що ширина спектра ПВП визначається тривалістю серій «1» і «-1» довжиною одиниця (T_e на рис. 4-8), а ширина спектра сигналу – тривалістю передачі біта інформації (T), тоді коефіцієнт розширення спектра сигналу, який по величині співпадає з базою сигналу (див. розділ 3, п. 3.2, об'єм сигналу та швидкість передавання інформації) дорівнює $B_c = T/T_e = N$, же N – кількість тактів ПВП та інтервалі T . Спектр сигналу після перемноження дорівнює згортці спектрів сигналів, які перемножуються, тому його ширина буде більшою порівняно з шириною більш широкосмужного сигналу і для великих N вони будуть близькими. Отже, після модуляції інформаційним сигналом ПВП отримаємо широкосмужний сигнал, який в подальшому перемножується з гармонічним сигналом несучої частоти (смугова модуляція) для передавання його по широкосмужному каналу (наприклад, радіоканалу).

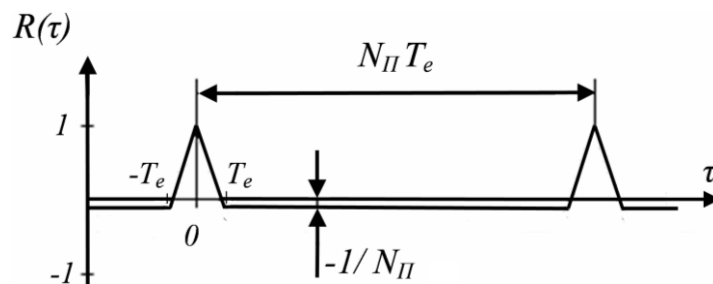


Рис. 4-9. Функція автокореляції ПВП

На приймальній стороні можна, наприклад, сигнал спочатку перемножити на гармонічний сигнал несучої частоти (демодуляція несучої) і отримати широкосмужний сигнал, який в подальшому перемножується на синхронізовану копію ПВП (демодуляція розширювальної функції) і отримати в результаті звужений сигнал (інформаційний сигнал). Для відсікання бічних високочастотних компонент спектра сигналу використовується фільтр із смугою спектра інформаційного сигналу. Окремі етапи перетворення сигналів зображені графічно на рис. 4-10. Вони відносяться до амплітудної і бінарної фазової модуляції інформаційним сигналом і розширювальною функцією сигналу несучої частоти.

Більш **універсальною** по відношенню до методу модуляції інформаційного сигналу (амплітудна, М-арна частотна та М-арна фазова) є послідовність відтворення сигналу на приймальній стороні, в якій спочатку радіосигнал із розширеним спектром перемножується в змішувачі з синхронізованою копією ПВП і подається на смуговий фільтр із смугою частот, що дорівнює ширині спектра інформаційного сигналу, і середньою частотою, що дорівнює несучій частоті (такий смуговий фільтр із змішувачем називають **узгодженим смуговим фільтром**). В результаті на виході фільтра отримаємо радіосигнал інформаційного сигналу з нерозширеним спектром, який в подальшому демодулюється.

При використанні амплітудної модуляції інформаційним сигналом і розширювальною функцією, інформаційні біти і псевдовипадкові коди (позначені на рис. 4-10 а...д цифрами 1 і 0) перетворюються відповідно в еквівалентні бінарні послідовності $x(t)$ (рис. 4-10, а) і ПВП $g_p(t)$ (рис. 4-10, б), які після перемноження утворюють сигнал із розширеним спектром $x(t) g_p(t)$ (рис. 4-10, в), який модулює сигнал несучої частоти для формування радіосигналу. У блоці 8 (див. рис. 4-2) відбувається розширення спектра сигналу і його смугова модуляція, а в модуляторі 7 вузькосмужна модуляція формує послідовність $x(t)$.

На приймальній стороні після демодуляції несучої сигнал відрізняється від сигналу на рис. 4-10, в тільки затримкою за часом. Величина затримки для заданого каналу зв'язку залежить від віддалі між передавачем і приймачем і на рис. 4-10 ця затримка не показана. Затриманий широкосмушний сигнал перемножується з синхронізованою копією ПВП g_p^c (рис. 4-10, г), яка також затримана відносно $g_p(t)$ на таку ж величину, що й сигнал (на рис. 4-10, г затримка не показана). Результат перемноження $x^{\ddot{}}(t) = x(t) g_p(t) g_p^c(t)$ зображений на рис. 4-10, д і відповідає демодульованому сигналу, який співпадає (без врахування затримки) із вхідним сигналом $x(t)$. Нулі і одиниці

над бінарними послідовностями (цифрові біти) підтверджують, що операції множення еквівалентні сумі за модулем 2 відповідних цифрових бітів.

Якщо застосовується **бінарна фазова модуляція гармонічного сигналу** інформаційним сигналом і розширювальною функцією, тоді, як видно із (4-12), антиподні сигнали формуються амплітудною модуляцією гармонічного сигналу бінарними послідовностями. Тому послідовність $x(t)$, зображена на рис. 4-10, а, утворює при перемноженні фазову модуляцію інформаційним сигналом, $g_p(t)$ і $g_p^c(t)$ (рис. 4-10 б, г) – фазові модуляції розширювальною послідовністю і її синхронізованою копією, $x(t) g_p(t)$ (рис. 4-10, в) – результуючу фазову модуляцію. Зауважимо, що еквівалентними є фазові модуляції, якщо гармонічний сигнал перемножується на результуючу послідовність $x(t) g_p(t)$ і при послідовному (двоетапному) перемноженні гармонічного сигналу з послідовностями $x(t)$ і $g_p(t)$.

На рис. 4-10, е зображені фази розширеного за спектром сигналу ($\varphi_x(t) + \varphi_{g_p}(t)$), які відповідають послідовності $x(t) g_p(t)$. Величини змінювання фази переданого сигналу на стороні приймача показані на рис. 4-10, ж ($\varphi_{g_p^c}(t)$ відповідає послідовності $g_p^c(t)$). Результуюча фаза гармонічного сигналу $\varphi^D(t) = \varphi_x(t) + \varphi_{g_p}(t) + \varphi_{g_p^c}(t)$ на вході демодулятора показана для кожного такта ПВП на рис. 4-10, з, а демодульований сигнал $x^D(t)$ зображений на рис. 4-10, і.

Розширення спектра сигналу методом **стрибкоподібного перестроювання частоти** відбувається в два етапи. На першому етапі інформаційний сигнал модулює (наприклад, за частотою або амплітудою) гармонічний сигнал несучої частоти, а на другому етапі модульований радіосигнал перемножується з гармонічним сигналом генератора кодової частоти, на вхід якого поступають псевдовипадкові коди. В результаті несуча частота вихідного радіосигналу змінюється стрибкоподібно в межах смуги частот каналу зв'язку у відповідності із псевдовипадковим кодом. На другому етапі відбувається стрибкоподібне перенесення спектра

частот радіосигналу на величину псевдовипадкової частоти. Перший етап модуляції відбувається в блоці 7 (див. рис. 4-2), а другий в блоці 8.

Розрізняють системи із **швидким перестроюванням частоти** (FFH-fast-frequency happing), коли частота змінюється для кожного інформаційного біта, і системи із повільним перестроюванням (SFH-slow- frequency happing), коли в інтервалі між скачками частоти відбувається передача двох і більше інформаційних символів.

Смуга частот каналу ΔF для FH методу розділяється на достатньо велику кількість прилеглих одна до одної елементарних смуг (частотних позицій), ширина яких ΔF_C визначається шириною спектра радіосигналу після першого етапу модулювання. В довільний момент часу спектр сигналу, що передається, займає одну (рідше декілька) з елементарних робочих смуг. Коефіцієнт розширення спектра сигналу дорівнює базі сигналу $B_C = \Delta F / \Delta F_C$ і може значно перевищувати відповідний коефіцієнт для DS методу.

На приймальній стороні відбувається зворотне перетворення сигналу, який спочатку перемножується з гармонічним сигналом генератора кодової частоти (демодуляція псевдовипадкової частоти), а потім подається на демодулятор інформаційного сигналу. Частота генератора кодової частоти задається синхронізованою копією псевдовипадкових кодів.

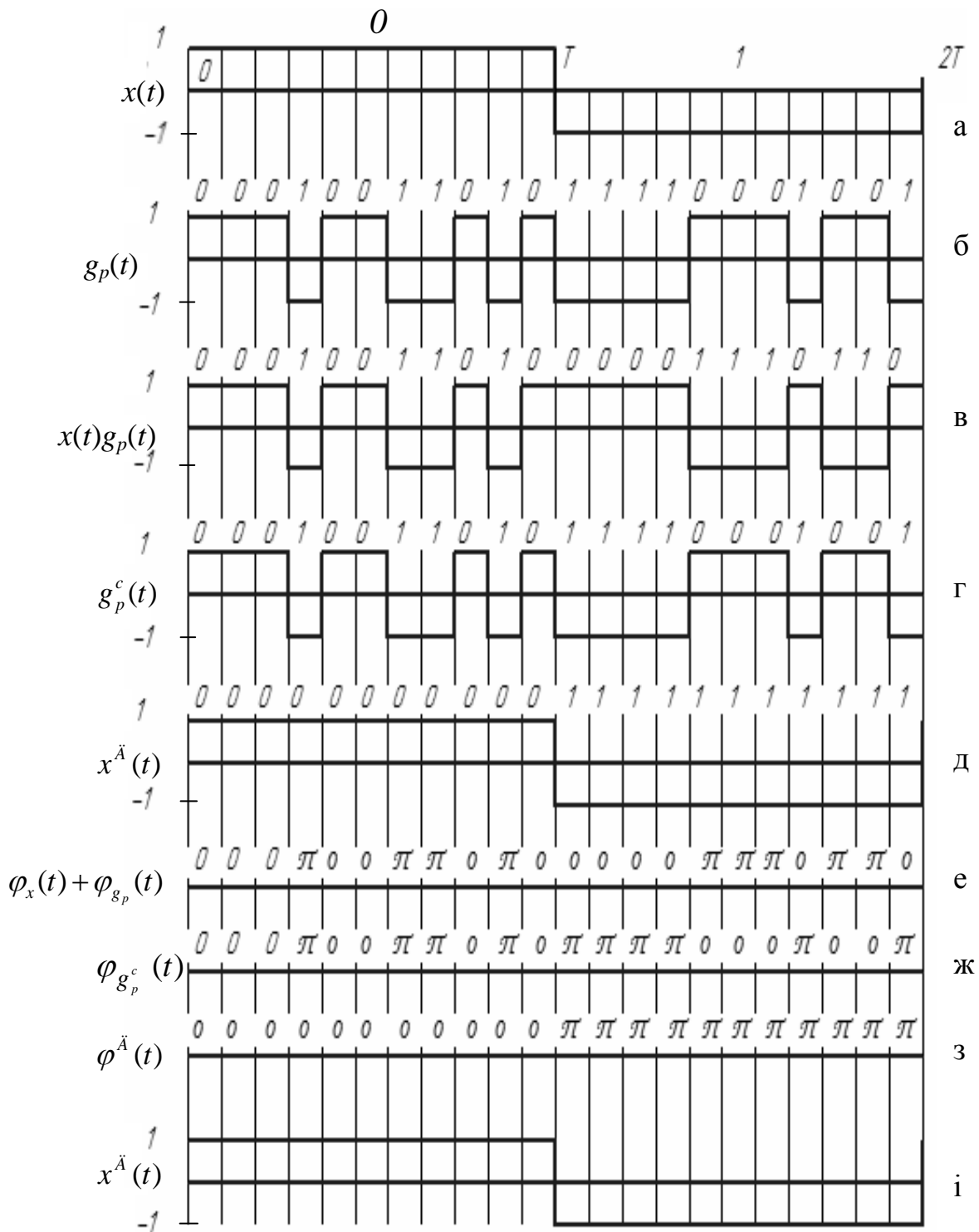


Рис. 4-10. Перетворення сигналів при розширенні спектра сигналів методом прямої послідовності. а. – цифрові біти і бінарна послідовність інформаційного сигналу; б. – псевдовипадковий код і ПВП розширювальної функції; в. – послідовність сигналу з розширеним спектром; г. – синхронізована копія розширювальної функції; д, і. – демодульовані сигнали; е – сумарна фаза розширеного за спектром сигналу; ж. – змінювання фази гармонічного сигналу в приймачі; з. – фаза сигналу на вході демодулятора

Використання фазової модуляції інформаційним сигналом ускладнюється труднощами збереження фазової когерентності частот від стрибка до стрибка, тому в системах із ФН розширенням спектра сигналу найчастіше застосовують **М-арну частотну модуляцію і некогерентну частотну демодуляцію**. В таких системах двоетапна модуляція реалізується як одноетапна, коли частоти гармонічних сигналів синтезаторів частоти задаються псевдовипадковим кодом та інформаційною послідовністю.

В широкосмужній системі із багатьма абонентами, наприклад, в **супутникових або стільникових системах** із частотним доступом (частотним розділенням сигналів) стрибки частоти можуть відбуватися синхронно із збереженням початкового частотного розділення сигналів (рис.4-11). Елементарні смуги для різних сигналів ($C_1, C_2 \dots C_K$) можуть перекриватися за частотою в окремих групах (ΔF_2 – смуга частот групи сигналів) для різних інтервалів часу.

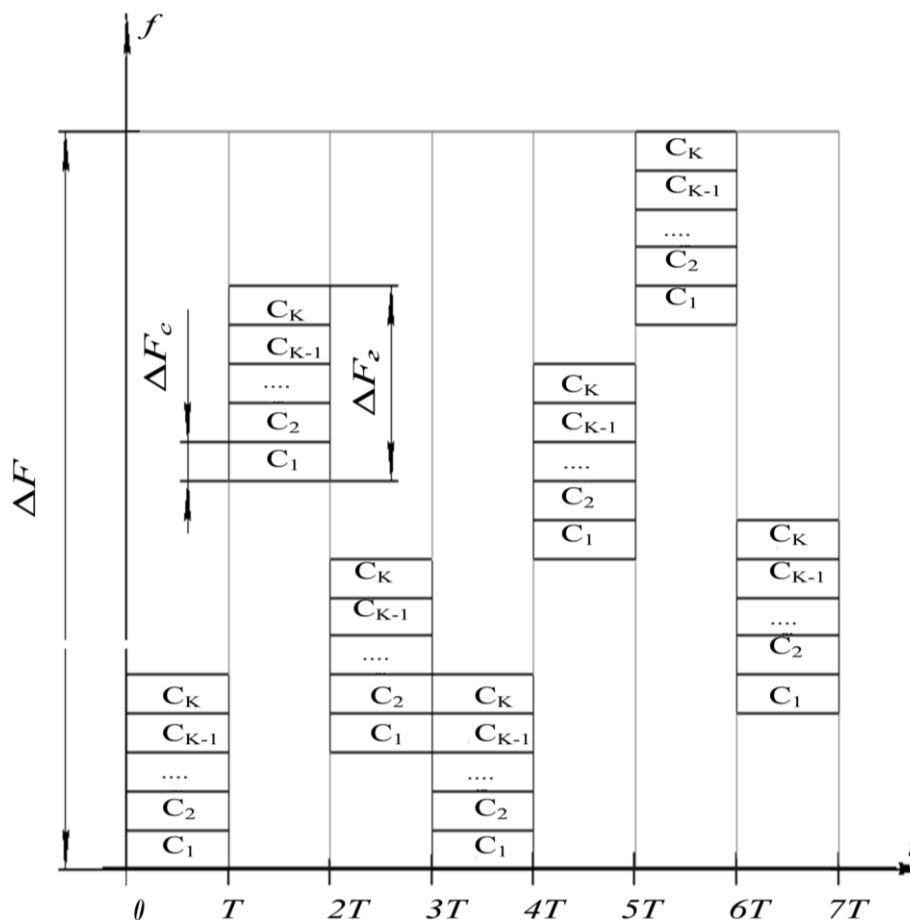


Рис. 4-11. Стрибкоподібне змінювання частоти для різних інтервалів часу в широкосмужній багатоабонентній системі

9. Блок **множинного доступу** передавача забезпечує сумісне використання ресурсу зв'язку, як правило, **віддаленим** користувачам, наприклад, у супутниковому зв'язку. Контролер системи повинен враховувати вимоги кожного користувача тому швидкодія контролера визначає ефективність використання ресурсу зв'язку. В блоці 9 найчастіше застосовується один із чотирьох скалярних методів, який доповнюється одним або двома векторними методами розділення сигналів (див. розділ 1, п.1.2, принцип множинного доступу). Вибір скалярного методу множинного доступу визначається структурною схемою ЕС і параметрами сигналів, що передаються.

Наприклад, в системі із обов'язковими блоками ущільнення сигналів 6 і розширення спектра сигналу 8 множинний доступ можна реалізувати кодовим методом розділення сигналів. Для кодового DS методу в блоці 9 необхідно розширити спектр сигналів від інших систем за допомогою розширювальних псевдовипадкових послідовностей, які ортогональні між собою і до псевдовипадкової послідовності блоку 8, і просумувати сигнали із розширеними спектрами перед передавачем 10. Якщо від інших систем поступають сигнали із розширеними спектрами з ортогональними псевдовипадковими послідовностями, тоді блок 9 буде лінійним суматором сигналів із розширеними спектрами.

Для FH методу в блоці 9 необхідно сформувати ортогональні псевдовипадкові коди, які подаються на генератори кодових частот, що генерують гармонічні сигнали для блоку 8 і вузлів розширення спектрів інших систем. Сигнали із розширеними спектрами сумуються на виході блоку 9.

В системі без блоку 8 перед блоком 9 сигнали, які ущільнюються в блоці 6 за частотним розділенням, можуть доповнюватися в блоці множинного доступу 9 сигналами від інших систем також за частотним розділенням в діапазоні частот, які не перекриваються з сигналами блоку 6 і

утворюють загальну смугу частот групи сигналів ΔF_z . Спектри сигналів, що входять в ΔF_z будуть розширюватися, якщо за блоком множинного доступу 9 слідує блок розширення спектра 8 (див. рис.4-11). В такій ЕТКС блок 16 переноситься між блоками 14 і 15. В системах без блоку розширення спектра 8, реалізуються множинні доступи з часовим та частотно-часовим розділенням сигналів аналогічно відповідним ущільненням сигналів у блоці 6.

Множинний доступ із просторовим розділенням сигналів дозволяє багаторазово використовувати один і той же ресурс зв'язку різними системами завдяки формуванню за допомогою антен багатопробіжних характеристик направленості, які не перекриваються у просторі. У відповідності до характеристик направленості на передавальній стороні формуються рознесені в просторі промені електромагнітного випромінювання, які дають можливість передавати сигнали різних систем. Кожний із променів може формувати електромагнітні хвилі з лінійною чи круговою поляризацією або дві ортогональні поляризації хвиль, наприклад, вертикальну та горизонтальну лінійні поляризації або кругові поляризації із протилежними напрямками обертання. Розділення сигналів за поляризацією електромагнітних хвиль дозволяє вдвічі більшій кількості систем використовувати ресурс зв'язку. Різні промені і різні поляризації хвиль формуються різними антенами або різними антенними випромінювачами і загальним дзеркалом антени. На кожний випромінювач поступають сигнали із окремих локальних передавачів, які зв'язані із блоком множинного доступу. На приймальній стороні розділення електромагнітних хвиль за поляризацією відбувається в приймальній антені.

10. Передавач підсилює вхідний сигнал за потужністю до необхідної величини і працює в обраному частотному діапазоні, який визначаються фізичною природою і параметрами лінії зв'язку. В телекомунікаційних ЕС передавач може складатися із багатьох підсилювачів потужності, які

відносяться до кожного із променів і до кожної поляризації для векторного розділення сигналів, а також відносяться до певної частини смуги частот каналу.

В супутникових ретрансляторах, наприклад, смуга частот каналу перекривається певною кількістю паралельно працюючих стволів ретрансляторів, смуги частот яких не перекриваються між собою. Типовими смугами частот стволів є 30-40 МГц або 72 МГц. Кожний ствол має свій підсилювач і часто декілька стволів використовують загальну антену. Стволи приєднуються до антени через систему відповідних смугових НВЧ фільтрів (мультиплексор), які виключають взаємний вплив між підсилювачами різних стволів.

Сигнали з передавача через лінію зв'язку, до якої входить фізичне середовище розповсюдження сигналів 12, випромінювач 11 і приймальний вузол 13, поступають на приймач 14 (див. рис. 4-2). Принцип дії та конструктивні особливості випромінювача та приймального вузла визначаються фізичним середовищем, яке може бути **направляючим** (дротові, коаксіальні та волоконно-оптичні кабелі, хвилеводи), і **ненаправляючим** (атмосфера та відкритий простір). Дротові середовища і коаксіальні кабелі безпосередньо утворюють лінію зв'язку, з якою узгоджуються за параметрами передавач та приймач, тому блоки 11 та 13 відсутні. Для хвилеводних фізичних середовищ передавач та приймач з'єднуються з хвилеводом через петлі зв'язку або хвилеводні штирі, які і є вузлами 11 і 13.

Передавач сигналів по волоконно-оптичному кабелю потребує перетворення електричних сигналів на виході передавача в оптичний сигнал, а на вході приймача оптичного сигналу в електричний сигнал, тому випромінювач 11 і приймальний вузол 13 реалізуються на оптоелектронних перетворювачах (наприклад, світлодіодах, фотодіодах, фототранзисторах та інших приладах). Блок 11 можна реалізувати також із використанням

джерела неперервного оптичного сигналу (когерентного або некогерентного випромінювання) і електрооптичного модулятора, через який проходить оптичний сигнал і модулюється сигналом передавача 10.

Перспективними є лінії зв'язку, в яких джерело оптичного випромінювання розділяється просторово на окремі промені із різними частотами випромінювання, кожний із яких проходить окремий модулятор, зв'язаний із своїм передавачем. Після електрооптичної модуляції промені об'єднуються просторово і проходять через волоконно-оптичний кабель (або кожний із променів проходить через окреме волокно кабеля). На приймальній стороні оптичні сигнали різних частот знову просторово розділяються і попадають на відповідні перетворювачі оптичних сигналів в електричні сигнали різних приймачів. В таких лініях зв'язку фактично реалізується множинний доступ із частотним ущільненням сигналів в терагерцовому діапазоні частот [13, 44].

Загальною перевагою ліній зв'язку із волоконно-оптичними кабелями є відсутність впливу на них електромагнітних перешкод в діапазоні радіочастот та оптичному діапазоні випромінювання (від оптичних перешкод кабелі захищенні непрозорою оболонкою) [13, 44].

Для ненаправляючого середовища випромінювачем і приймальним вузлом є передавальна та приймальна антени. Такі лінії зв'язку в більшості випадків використовуються в ЕТКС, особливо в системах із супутниковим зв'язком.

11. Передавальні і приймальні антени перетворюють радіосигнал в електромагнітні хвилі і електромагнітні хвилі в радіосигнали. Характеристики передавальних та приймальних антен однакових конструкцій співпадають (що слідує із теореми взаємності). Для системи із двостороннім зв'язком одна антена може використовуватися як для передавання сигналів, так і для їх приймання.

Антени підвищують енергетичний потенціал ліній зв'язку, забезпечують просторове розділення сигналів, заглушають перешкоди та зайві сигнали, формують конфігурацію зон покриття і підвищують пропускну здатність каналів зв'язку.

Їх класифікують [83]:

- за адаптацією: адаптивні та неадаптивні;
- за кліматичними умовами: зовнішні та внутрішні;
- за направленістю випромінювання (приймання): всенаправлені, секторні, вузьконаправлені;
- за типом випромінювача: штирові, параболічні, плоскі ґратки;
- за місцем встановлення: абонентські, базові;
- за поляризацією: вертикальні, горизонтальні, кругові;
- за типом сигналів: аналогові, цифрові;
- за частотним діапазоном.

Передавальні та приймальні антени проектується на певну поляризацію електромагнітних хвиль і при їх взаємній просторовій орієнтації добиваються узгодження за поляризацією. Поляризація електромагнітної хвилі визначається напрямком вектора напруженості електричного поля, який розміщений в площині (**картинній площині**), перпендикулярній напрямку розповсюдження хвилі. Якщо в будь-який момент часу і будь-якій точці вздовж довільного напрямку розповсюдження хвилі вектор напруженості електричного поля залишається паралельним деякій прямій, тоді поляризацію називають лінійною. Яку завгодно лінійну поляризацію можна отримати як суперпозицію двох взаємно ортогональних лінійно поляризованих хвиль, оскільки напруженість сумарного електричного поля, як векторну величину завжди можна замінити векторною сумою двох векторів. У випадку розповсюдження хвиль над поверхнею Землі часто використовують хвилі з горизонтальною та вертикальною поляризаціями.

Штирова антена формує електромагнітні хвилі з лінійною поляризацією, напрямок поляризації якої паралельний цьому штирю. Рупорні та дзеркальні передавальні антени із штировими збуджувачами мають аналогічну лінійну поляризацію хвиль. Приймальні антени, що узгоджені з даною лінійною поляризацією хвиль, не приймають електромагнітні хвилі із ортогональною до неї лінійною поляризацією.

Універсальними з точки зору можливості приймання однією антеною різних за орієнтацією лінійно поляризованих хвиль є антени, які узгоджені з хвилями кругової і еліптичної поляризації. Кругова (еліптична) поляризація хвиль в передавальній антені дає можливість їх приймання різними антенами, які узгоджені з лінійно поляризованими хвилями різної орієнтації.

Хвилі кругової поляризації утворюються суперпозицією двох ортогональних лінійно поляризованих хвиль, які розповсюджуються в одному напрямку, мають однакові максимальні значення напруженості електричного поля і максимальні значення ортогональних хвиль, зміщені в напрямку розповсюдження на чверть довжини хвилі (зсув фаз між хвилями дорівнює $\pm \pi/2$). В будь-якій картинній площині сумарний вектор напруженості електричного поля обертається з круговою частотою хвилі при її розповсюдженні і напрямок обертання може бути за годинникової стрілкою (правостороння кругова поляризація для різниці фаз хвиль, наприклад $\pi/2$), якщо дивитися в напрямку розповсюдження хвилі, або проти годинникової стрілки (лівостороння кругова поляризація для різниці фаз хвиль $-\pi/2$). Кінець вектора сумарної напруженості електричного поля рухається в картинній площині по колу. Для різних значень максимальних величин напруженості полів (їх відношення називають **коефіцієнтом еліптичності**) ортогональних лінійно поляризованих хвиль кінець вектора рухається по еліпсу і таку поляризацію називають еліптичною (правосторонньою і лівосторонньою). Сформувати електромагнітні хвилі з круговою (еліптичною) поляризацією можна за допомогою двох взаємно ортогональних штирів, які

розміщені в картинній площині і кінці штирів, що приєднуються до передавача віддалені на чверть довжини хвилі. Такої ж конструкції буде приймальна антена, яка узгоджена з круговою поляризацією хвилі. Якщо сигнал з одного із штирів подати на суматор через фазообертач на $\pi/2$, а з другого штиря безпосередньо на суматор – тоді на входах суматора будуть синфазні сигнали для узгоджених хвиль і протифазні сигнали хвиль протилежної (ортогональної) поляризації. Тому вихідний сигнал суматора буде вдвічі більшим порівняно із сигналом кожного штиря для узгодженої кругової поляризації хвилі і нульовим для ортогональної кругової поляризації хвилі.

Лінійна та кругова поляризація хвиль не є ортогональними між собою. Антена кругової поляризації приймає лінійно поляризовані хвилі і навпаки – антена лінійної поляризації приймає хвилі кругової поляризації. В обох варіантах відбувається ослаблення прийнятого сигналу (близького до 3 дБ) порівняно із сигналом для однотипних узгоджених поляризацій антени та електромагнітної хвилі.

Випромінювання **всенаправленої** передавальної антени в просторі близьке до рівномірного і його розглядають як **ненаправлене** випромінювання електромагнітних хвиль в 4π стерadianах від ідеального **ізотропного** випромінювача із сферичною хвилею, напрямок розповсюдження якої співпадає з радіус-вектором, що починається з випромінювача. Такі хвилі формуються в дальній зоні елементарним електричним диполем (електричним вібратором). Щільність потужності випромінювання p_v на віддалі d від ізотропного випромінювача $p_v(d) = P_v / 4\pi d^2$, де P_v – потужність випромінювання джерела, $4\pi d^2$ – поверхня сфери на віддалі d .

Передавальні антени зазвичай мають направлявальні властивості, в різних напрямках відрізняються величиною щільності потужності випромінювання і характеризуються **коефіцієнтом підсилення антени** в

довільному вибраному напрямку G_B , який дорівнює відношенню щільності потужності в даному напрямку до усередненої в 4π стерадіан щільності потужності, і **коефіцієнтом направленої дії**, який відрізняється від G_B чисельником – величиною максимальної щільності потужності. Якщо не вказано напрямку визначення G_B – тоді під G_B розуміють його максимальне значення, яке співпадає з коефіцієнтом направленої дії.

Зону огляду антени, як міру анізотропних властивостей антени, часто визначають величиною тілесного кута і через **кути розкриву** антени в ортогональних площинах α_T, α_B , які зв'язані із максимальним підсиленням G_B співвідношенням:

$$G_B = 2500 / \alpha_T \alpha_B, \quad (4-13)$$

де α_T і α_B визначаються в градусах по діаграмі направленості на рівні мінус 3 дБ від максимального G_B . Чим більший коефіцієнт підсилення антени, тим менша зона огляду, вужча діаграма направленості антени і відповідно більша щільність потужності випромінювання.

Направлене випромінювання доцільно в ряді випадків замінити еквівалентним ізотропним випромінюванням з потужністю в G_B разів більшою і таку потужність називають **ефективною ізотропно випромінюваною потужністю**:

$$P_{EIV} = P_B G_B. \quad (4-14)$$

В **приймальній** антені відбуваються процеси збільшення щільності потужності прийнятої електромагнітної хвилі (наприклад, за допомогою параболічного дзеркала, звужувального рупору, або завдяки характеристикам направленості штирових, спіральних та інших антен) і направлення її на приймальний елемент, у якому утворюються наведені заряди і результуючий вихідний електричний сигнал. Розгляд цих процесів на рівні взаємодії електромагнітних хвиль із конкретною конструкцією антени надзвичайно складний, тому використовують інтегральний енергетичний підхід і розраховують потужність, добуту приймальною

антенною P_{Π} (потужність на виході приймальної антени), як добуток вхідної щільності потужності на **ефективну площу** приймальної антени $S_{E_{\Pi}}$:

$$P_{\Pi} = P_{\text{в}} G_{\text{в}} S_{E_{\Pi}} / 4\pi d^2 = P_{\text{ЕІВ}} S_{E_{\Pi}} / 4\pi d^2. \quad (4-15)$$

З теорії антен слідує, що ефективна площа антени знаходиться для заданої довжини хвилі і коефіцієнта підсилення G_{Π} , за формулою:

$$S_{E_{\Pi}} = G_{\Pi} \lambda^2 / 4\pi, \quad (4-16)$$

з якої випливає, що ефективна площа і потужність P_{Π} залежить як і G_{Π} від напрямку випромінювання на приймальну антену і вони мають максимальні значення для напрямку максимальної величини G_{Π} . Ефективна площа для деяких типів антен, наприклад, рупорних або з параболічним дзеркалом визначаються геометричною площею S_{Γ} проекції антени на картинну площину:

$$S_{E_{\Pi}} = \eta S_{\Gamma}, \quad (4-17)$$

де η – коефіцієнт використання площі, який обумовлений втратами прийнятої потужності при перетворенні її у вихідний сигнал і завжди менший одиниці. Для рупорної антени $\eta = 0,75$ і для параболічної $\eta = 0,55$.

Деякі типи антен, наприклад, штирова антена, півхвильовий вібратор, спіральна антена та інші взагалі не мають геометричної площі і для них поняття ефективної площі вводиться формально.

Ефективну площу всенаправленої антени можна розрахувати за формулою (4-16), якщо прийняти $G_{\Pi} = 1$. Тому $S_{E_{\Pi}} = \lambda^2 / 4\pi$ і потужність P_{Π} згідно формули (4-15) дорівнює:

$$P_{\Pi} = (P_{\text{ЕІВ}} / 4\pi d^2) \lambda^2 / 4\pi = P_{\text{ЕІВ}} / L_{\text{s}}, \quad (4-18)$$

де $L_{\text{s}} = (4\pi d / \lambda)^2$ – **втрати в тракті** або **втрати у вільному просторі**. Рівняння (4-18) називають **дистанційним**.

Максимальне значення коефіцієнта підсилення для півхвильового вібратора $G_{\Pi} = 1,64$ і його ефективна площа $S_{E_{\Pi}} = 1,64 \lambda^2 / 4\pi$.

Передавальні антени характеризуються аналогічною величиною ефективної площі $S_{E_{\text{в}}}$, для якої справедливі формули (4-16) і (4-17) при

заміні індексів «П» на «В», тому згідно формул (4-13), (4-16) і (4-17) можна для заданої геометричної площі і довжини хвилі розрахувати коефіцієнт підсилення передавальної антени і кути розкриття антени, або розрахувати необхідну площу (розміри) антени для заданої діаграми направленості.

Розглянуті вище формули дають можливість проаналізувати залежність потужності на виході приймальної антени від параметрів антен, віддалі між передавальною та приймальною антеною і параметрів джерела випромінювання:

$$P_{\Pi} = P_{\text{в}} G_{\text{в}} S_{E_{\Pi}} / 4\pi d^2 = P_{\text{в}} S_{E_{\text{в}}} S_{E_{\Pi}} / \lambda^2 d^2 = P_{\text{в}} S_{E_{\text{в}}} G_{\Pi} / 4\pi d^2 = P_{\text{в}} G_{\text{в}} G_{\Pi} \lambda^2 / (4\pi d)^2. \quad (4-19)$$

Вони справедливі для ліній зв'язку, в якому фізичним середовищем розповсюдження електромагнітних хвиль є відкритий простір. Для реальних каналів зв'язку зменшення потужності сигналу зв'язано з різними процесами в передавачі та приймачі, виникненням додаткових джерел шуму, поглинанням, відбиванням, розсіюванням та інтерференцією електромагнітних хвиль в атмосфері.

12. Шуми і зменшення потужності сигналу в каналі зв'язку.

В передавачі зменшення потужності сигналу відбувається внаслідок:

Обмеження смуги частот, яка виділяється фільтрами кожному із сигналів від різних систем за частотного методу розділення сигналів. Фільтри запобігають інтерференції між сигналами, але обмежують їх спектри і, як наслідок, енергію сигналів, що призводить до їх ослаблення.

Міжсимвольної інтерференції, обумовленої частковим перекриванням символьних інтервалів. Перекривання виникає внаслідок наявності зосереджених або розподілених інерційних компонентів (ємностей та індуктивностей), що призводить до появи кінцевих фронтів (їх тривалість визначається смугою частот) імпульсних сигналів для амплітудної модуляції і кінцевих інтервалів змінювання частоти або фази для сигналів частотної або фазової модуляції.

Фазового шуму гетеродина. Використання гетеродина для перенесення спектра сигналу в необхідний діапазон частот при смуговій модуляції, а також для розміщення різних сигналів в різних діапазонах частот за частотного методу розділення сигналів, призводить до виникнення **фазового шуму** в сигналі внаслідок випадкового змінювання фази гармонічного сигналу гетеродина. Випадкове змінювання фази утворює фазову модуляцію сигналу і відповідно випадкове змінювання його спектра. В результаті виникає невизначеність (розмитість) спектра вихідного сигналу, яка обмежується фільтром передавача, що спричиняє зменшення сигналу.

Нелінійності амплітудної характеристики, що призводить до появи інтермодуляційних складових сигналів, виникнення вищих гармонік, перетворення випадкової амплітудної модуляції у випадкову фазову модуляцію (фазовий шум сигналу, який особливо небажаний для когерентного детектування), а також до різних підсилень сигналів різної амплітуди. Інтермодуляційні сигнали виникають в результаті перемноження сигналів із різними несучими частотами і в результаті – перерозподілу сигналів не тільки на частоти несучих, але і на частоти, які дорівнюють сумі і різниці несучих частот (інтермодуляційні частоти). Ці мультиплікативні інтермодуляційні сигнали є перешкодами для сигналів, які розміщені у їхньому частотному діапазоні.

Модуляційних втрат, оскільки потужність, яка модулюється інформаційним сигналом менша потужності для передавання несучої.

В передавальних та приймальних антенах зменшення потужності сигналу і відношення сигнал/шум відбувається внаслідок:

Ефективності антени, яка менша одиниці і дорівнює відношенню потужності випромінювання електромагнітного поля до потужності електричного сигналу на вході передавальної антени (для приймальної антени відношення потужності сигналу на виході антени до потужності прийнятого електромагнітного поля). Ця величина для різних антен

знаходиться в межах 0,5 ... 0,8, позначена в формулі (4-17) через η і обумовлена різними механізмами зменшення потужності сигналу.

Ослаблення сигналу і виникнення шуму в обтікачі. **Обтікач** – це спеціальна оболонка, яка використовується в деяких антенах з метою захисту їх від впливу погоди. Частина оболонки, яка розміщена зі сторони випромінювання (приймання для приймальних антен) поглинає і розсіює деяку частину енергії сигналу і таким чином призводить до ослаблення сигналу. Розсіювання енергії спричиняється активною складовою провідності оболонки, тому виникають теплові шуми в смузі частот каналу.

Втрат наведення, коли напрямки максимальних коефіцієнтів підсилення антен не співпадають з необхідним напрямком.

Поляризаційних втрат, які виникають при неузгоджених поляризація передавальних та приймальних антен.

Перешкод сусіднього каналу та внутрішньоканальних інтерференцій, що виникають в приймальній антені від сигналів інших каналів, смуги частот яких перекривають заданий канал і попадають в нього, наприклад, через бокові пелюстки діаграми направленості антени і недостатнього розмежування між вертикальною та горизонтальною поляризацією електромагнітних хвиль.

Комбінаційних перешкод, які виникають як інтермодуляційні складові від прийнятих сигналів із різними несучими частотами внаслідок нелінійностей, що виникають на перетинах з'єднувальних ланок хвилеводів і поверхонь з поганим електричним контактом, а також для значних потужностей електромагнітних хвиль.

Причини зменшення сигналу, перешкоди і шуми у фізичному середовищі розповсюдження електромагнітних хвиль:

Просторові втрати виникають внаслідок того, що не вся енергія випромінювання передавальної антени сприймається приймальною антеною, вони зростають зі збільшенням віддалі передачі і для ненаправленої

передавальної антени втрати обернено пропорційні квадрату віддалі (див. (4-18)). Просторові втрати є основною складовою зменшення сигналу для каналів супутникового зв'язку.

Атмосферне поглинання, шуми та перешкоди атмосфери. Перешкоди виникають при виникненні електричних розрядів у атмосфері, а зменшення сигналу обумовлене поглинанням електромагнітних хвиль киснем (O_2) і водяною парою атмосфери, особливо в умовах дощової погоди. Наявність поглинання спричиняє (як і в обтікачах антени) виникненню теплових шумів атмосфери у смузі частот каналу.

Галактичний (космічний) шум, зірковий шум та шум узбережжя, утворюється відповідними джерелами енергії, коли їх випромінювання потрапляє в зону огляду приймальної антени.

Приймальна антена з'єднана із приймачем хвилеводом або кабелем (фідером), які мають кінцевий опір, що спричиняє **втрати сигналу у фідері** і виникненню **теплого шуму фідера**.

Сам приймач має власний **шум приймача**, який зменшує відношення сигнал/шум.

У блоках обробки сигналів виникають **втрати апаратної реалізації**, які обумовлені неідеальною синхронізацією, нестабільністю частоти, кінцевою тривалістю фронтів сигналів, обмеженою кількістю розрядів цифрових сигналів.

13. **Приймач** 14 (див. рис. 4-2) призначений для підсилення сигналів у смузі частот каналу зв'язку і структурно може бути виділений одним блоком, якщо використовуються тільки скалярні методи множинного доступу; або декількома окремими блоками, з'єднаними на вході з окремими приймальними вузлами антени або з окремими антенами, і на виході із блоком множинного доступу 15, якщо окрім скалярних використовуються векторні методи множинного доступу. Один із сигналів поляризаційного розділення передавача 10 і сигнали різних приймальних вузлів просторового

розділення проходять через окремі не зв'язані між собою вузли блока 15 на відповідні інші системи, де відбувається їх демодуляція та обробка. Нижче розглянемо роботу блоків для скалярних методів розділення сигналів.

Приймач і приймальна антена характеризуються загальним параметром – **добротністю приймача** G_{Π} / T_c (іноді його називають чутливістю приймача), де T_c – еквівалентна температура системи, яка є сумою температури антени і сумарною температурою фідера та приймача. Температура антени є температурою еквівалентних теплових шумів, які визначаються розглянутими вище шумами (фазовими шумами гетеродина, шумами обтікача, атмосфери, галактики, зірок, узбережжя та інших джерел енергії); а температура приймача визначається в основному температурою еквівалентних теплових шумів першого каскаду підсилювача (попереднього підсилювача), який бажано розміщувати якнайближче до приймальної антени для зменшення шумів фідера.

Різні приймачі порівнюються між собою також за коефіцієнтом шуму та шум-фактором і цим параметрам надають перевагу в ряді випадків для наземних систем зв'язку, які працюють в умовах температури оточувального середовища близької до 290°K. Приймачі космічних систем порівнюються між собою за температурою еквівалентних теплових шумів.

Враховуючи те, що попередні підсилювачі телекомунікаційних систем проектується мал шумливими і величина шум-фактора приймачів знаходиться в діапазоні біля одиниці (0,5 ... 1,5 дБ) і оскільки характеристика шум-фактора є нелінійною (логарифмічною), порівнювати підсилювачі доцільно, якщо величини шум-факторів відомі з точністю до другого знаку після коми, що вимагає високоточних вимірювальних приладів. Тому різні приймачі порівнюються здебільше за температурою еквівалентних теплових шумів, яка є лінійною функцією від потужності шумів.

До малошумливих підсилювачів НВЧ діапазону відносять підсилювачі на основі малошумливих НВЧ транзисторів та спеціальних мікросхем, на лампах біжучої хвилі та тунельних діодах; параметричні підсилювачі на напівпровідниках і Джозефсонівських переходах, а також молекулярні підсилювачі. Вони відрізняються шумовою температурою, діапазоном частот, коефіцієнтом підсилення і необхідністю охолодження деяких із них до низьких температур [84, 85].

Малошумливі підсилювачі на біполярних або польових транзисторах працюють в режимі А до частот 3 ГГц, а на більш високих частотах – польові транзистори на основі арсеніду галію, які мають структуру метал-окисел-напівпровідник із затвором на контакті Шоттки – польові транзистори з бар'єром Шоттки (ПТШ). Спеціальні мікросхеми двокаскадних підсилювачів працюють в діапазоні від постійного струму до частот 1,2 ГГц [70] і більше.

Особливістю ПТШ є переважно теплова природа його шуму, тому охолодження призводить до значного зменшення температури еквівалентного теплового шуму і коефіцієнта шуму. При охолодженні ПТШ до температури рідкого водню (20 °К) його шуми близькі до шумів у підсилювачах на Джозефсонівських переходах і охолоджених параметричних напівпровідникових підсилювачах (їх шумова температура 15 ... 50 °К).

14. Блок **множинного доступу приймача** 15 (див. рис. 4-2) розподіляє прийнятий сигнал між відповідними іншими системами і блоками ЕТКС, що слідує за ним. Він виконує функції, які зворотні до функції, що виконує блок 9 і його робота визначається структурою ЕТКС і застосованими методами розділення сигналів. Розглянемо деякі можливі варіанти ЕТКС.

В ЕТКС **відсутній** блок 8.

Тоді відпадає необхідність в блоці звужування спектра сигналу 16 і структура блоку 15 визначається одним із трьох скалярних методів розділення сигналів.

Якщо в блоках 9 і 6 використовується частотний метод розділення сигналів, тоді блок 15 містить рознесенні за частотами смугові фільтри, які відповідають спектрам сигналів від інших систем, приєднаних до блоку 9 і перенесеному (смуговою модуляцією в блоці 7) сумарному спектру сигналів на виході блоку 7. З виходів відповідних фільтрів сигнали подаються на вхідні вузли інших систем і на демодулятор 17, який переносить спектр сигналів у необхідний діапазон частот і з'єднаний безпосередньо з блоком розушчільнення 19. Блок 18 в даному випадку знаходиться між блоками 19 і 20.

Смугові фільтри найбільш доцільно реалізувати на змішувачах сигналів і послідовно з'єднаних з ними фільтрів, смуги частот яких співпадають із спектрами відповідних сигналів до смугової модуляції або до частотного розділення сигналів. В змішувачах вхідний сигнал блоку 15 перемножується з гармонічними сигналами різних частот, які відповідають частотам частотного розділення сигналів від інших систем, і відбувається таким чином демодуляція несучих частот сигналів. Вихідні фільтри не пропускають сигнали які відносяться до інших систем і до подвійної несучої частоти на виходах змішувачів.

Використання часового розділення сигналів можливе, якщо в інтервалі кадру, який формується в блоці 6 передбачені вільні слоти для сигналів від інших систем, приєднаних до блоку 9. Блок 15 у даному випадку містить ключі, кількість яких дорівнює сумі кількості сигналів від інших систем і ключа для сигналів, що поступають на демодулятор 17, перетворюються послідовно в блоках 17 і 18 і розділяються в блоці 19. Ключі відкриваються в різні інтервали часу у відповідності до часових інтервалів слотів у кожному кадрі і комутують сигнали у необхідні системи і блок 17. Керує ключами

окремий синхрогенератор, який синхронізується імпульсами кадрів. Селектори формують необхідні імпульси від імпульсів синхронізації, які передаються по каналу зв'язку.

Для частотно-часового розділення сигналів структура блоку 15 доповнюється порівняно із попередньою смуговими фільтрами на виході кожного ключа. Сигнали кожного слота додатково розділяються таким чином в частотному діапазоні.

В ЕТКС присутній блок 8.

Тоді в блоці 9 множинний доступ відбувається з використанням кодового методу розділення сигналів і блок 15 виконує зворотну (до блоку 9) функцію – розподіл розширених за спектром переданих сигналів між іншими системами і блоками подальшої обробки сигналів в ЕТКС. В блок 15 входить місцевий генератор ортогональних псевдовипадкових послідовностей, який формує такі ж послідовності що і блок 9 для методу прямої послідовності, або місцеві генератор псевдовипадкових кодів і генератори кодових частот, такі як і в блоці 9 для стрибкоподібного перестроювання частоти та інші функціональні вузли.

Для DS і FH методів сигнали на вході блоку 15 подаються на узгодженні смугові фільтри, кількість яких дорівнює кількості систем множинного доступу. Кожний фільтр складається зі змішувача (помножувача сигналів) і смугового фільтра, смуга частот якого узгоджена зі спектром інформаційного сигналу до розширення спектра сигналу відповідної системи множинного доступу. Якщо використовується DS метод розширення спектра сигналу, тоді на змішувачі подаються відповідні синхронізовані копії ортогональних псевдовипадкових послідовностей, а для FH методу на змішувачі подаються гармонічні сигнали місцевих генераторів кодових частот. В результаті на виході смугових фільтрів отримаємо звужені за спектром радіосигнали, які в подальшому подаються на демодулятори інформаційних сигналів різних систем. Функції блоку 16 (блок звукування

спектра сигналу) виконуються в блоці 15. В ньому фактично відбувається розділення сигналу в різні системи і демодуляція розширювальної функції для DS методу або демодуляція кодової частоти для FH методу.

Обов'язковими в блоці 15 є вузли синхронізації генераторів ортогональних псевдовипадкових кодів (послідовностей) блоків 9 і 15, завдяки яким відбувається успішний розподіл прийнятих сигналів між різними електронними системами. Зауважимо, що оскільки всі ортогональні псевдовипадкові коди жорстко зв'язані між собою, синхронізація відбувається за одним із псевдовипадкових кодів (однією із псевдовипадкових послідовностей). Процес синхронізації для методів DS і FH відбувається двоетапно. На першому етапі (**попередня синхронізація** або режим пошуку) псевдовипадкові коди (послідовності) блоків 9 і 15 приводяться у грубу відповідність, а на другому етапі (**супроводження синхронізації**) за допомогою контурів зворотного зв'язку у блоці 15 встановлюється і автоматично підтримується їх найбільш точна відповідність, тобто в блоці 15 формується синхронізована копія розширювальної функції прийнятого широкосмужного сигналу.

Розрізняють когерентну та некогерентну попередню синхронізацію з паралельним та послідовним пошуком, які відрізняються між собою двома суперечливими параметрами: швидкодією та схмотехнічною складністю [28, 79]. Найчастіше використовують некогерентний метод із послідовним пошуком, оскільки його найпростіше реалізувати і сигнал розширювальної функції завжди присутній в прийнятому сигналі (при наявності чи відсутності інформаційного сигналу). Принцип дії схем попередньої синхронізації для послідовного пошуку полягає у визначенні кореляції між прийнятим сигналом і місцевим згенерованим сигналом, порівнянні цієї величини із установленим пороговим значенням і подальшим прийняттям рішення: перейти до етапу супроводження синхронізації, якщо величина кореляції більша порогового значення, або змінити затримку згенерованого

сигналу і продовжити пошук, якщо величина кореляції менша порогового значення. В кожному циклі пошуку затримка поступово збільшується з дискретним кроком $T_e / 2$ до величини затримки, при якій величина кореляції перевищить порогове значення і схема перейде до етапу супроводження синхронізації.

Тривалість пошуку можна суттєво зменшити методом швидкої синхронізації за результатом послідовної оцінки [28]. Для DS методу, наприклад, суть синхронізації полягає у детектуванні псевдовипадкових кодових елементарних сигналів і записуванні перших n елементів отриманого сигналу в n розрядах регістра генератора псевдовипадкової послідовності. Заповнений регістр визначає початковий стан генератора і наступні стани розрядів. Якщо перших n елементарних сигналів були виявлені правильно, тоді і всі наступні стани генератора також будуть правильними. В подальшому сигнал генератора псевдовипадкового коду перемикається на корелятор і визначається його кореляція із прийнятим вхідним кодовим сигналом. Якщо величина кореляції перевищує встановлену порогову величину, тоді попередня синхронізація відбулася. В протилежному випадку необхідна повторна комутація генератора, встановлення початкових станів регістра генератора, перемикавання генератора на корелятор і т.д. Основним недоліком цього методу є висока чутливість до перешкод та інтерференційних сигналів.

На рис. 4-12 приведений приклад структурної схеми вузла синхронізації для DS методу з послідовним пошуком і автопідстроюванням затримкою на етапі супроводжування. В схемі використовуються три узгоджені смугові фільтри, які є кореляторами сигналів. Перемноження сигналів відбувається в змішувачах ЗМ1, ЗМ2, ЗМ3 (операція перемноження позначається символом \otimes), а інтегрування добутоків сигналів, тобто їх усереднення відбувається в смугових фільтрах СФ1, СФ2, СФ3, оскільки їх смуги частот значно менші смуг спектрів сигналів, що перемножуються. Відношення смуг

частот дорівнює базі сигналу з розширеним спектром. На змішувач корелятора пошуку (ЗМ1) подається сигнал розширювальної функції $g_p(t+\tau)$, а на передній та задній корелятори (відповідно ЗМ2 і ЗМ3) подаються зсунуті за часом на $\pm T_e/2$ сигнали розширювальних функцій $g_p(t+\tau+T_e/2)$ і $g_p(t+\tau-T_e/2)$. Вихідні сигнали переднього та заднього кореляторів використовуються на етапі супроводження синхронізації. Сигнали трьох розширювальних функцій формуються місцевим генератором ПВП, на регістри якого поступають тактові імпульси керованого синхрогенератора. Синхрогенератор може змінювати затримку (і, отже, змінювати величину τ в розширювальних функціях) в режимі пошуку та їх частоту на етапі супроводження в залежності від команд та сигналів схеми керування.

Сигнали на виході квадратичних детекторів (послідовне з'єднання детекторів огинаючої і схем зведення до квадрату) КД1, КД2, КД3 (позначені через U_{D1} , U_{D2} , U_{D3}) близькі до модулів відповідних функцій автокореляції розширювальної функції вхідного сигналу і розширювальних функцій місцевого генератора ПВП [28]. Інтервал τ на рис. 4-12 відповідає затримці між розширювальною функцією прийнятого вхідного сигналу і згенерованими є місцевими розширювальними функціями. Враховуючи періодичність функції автокореляції (див. рис. 4-9) затримка τ у згенерованих ПВП повинна змінюватися дискретно в діапазоні від нуля до тривалості ПВП, тобто до $N_{II}T_e$. В режимі пошуку після кожного кроку змінювання затримки вихідний сигнал U_{D1} на протязі часу аналізу порівнюється в компараторі К з пороговою напругою $U_{пор}$ і схема керування продовжує режим пошуку, якщо $U_{D1} < U_{пор}$, або переводить синхрогенератор в режим супроводження синхронізації, якщо $U_{D1} \geq U_{пор}$.

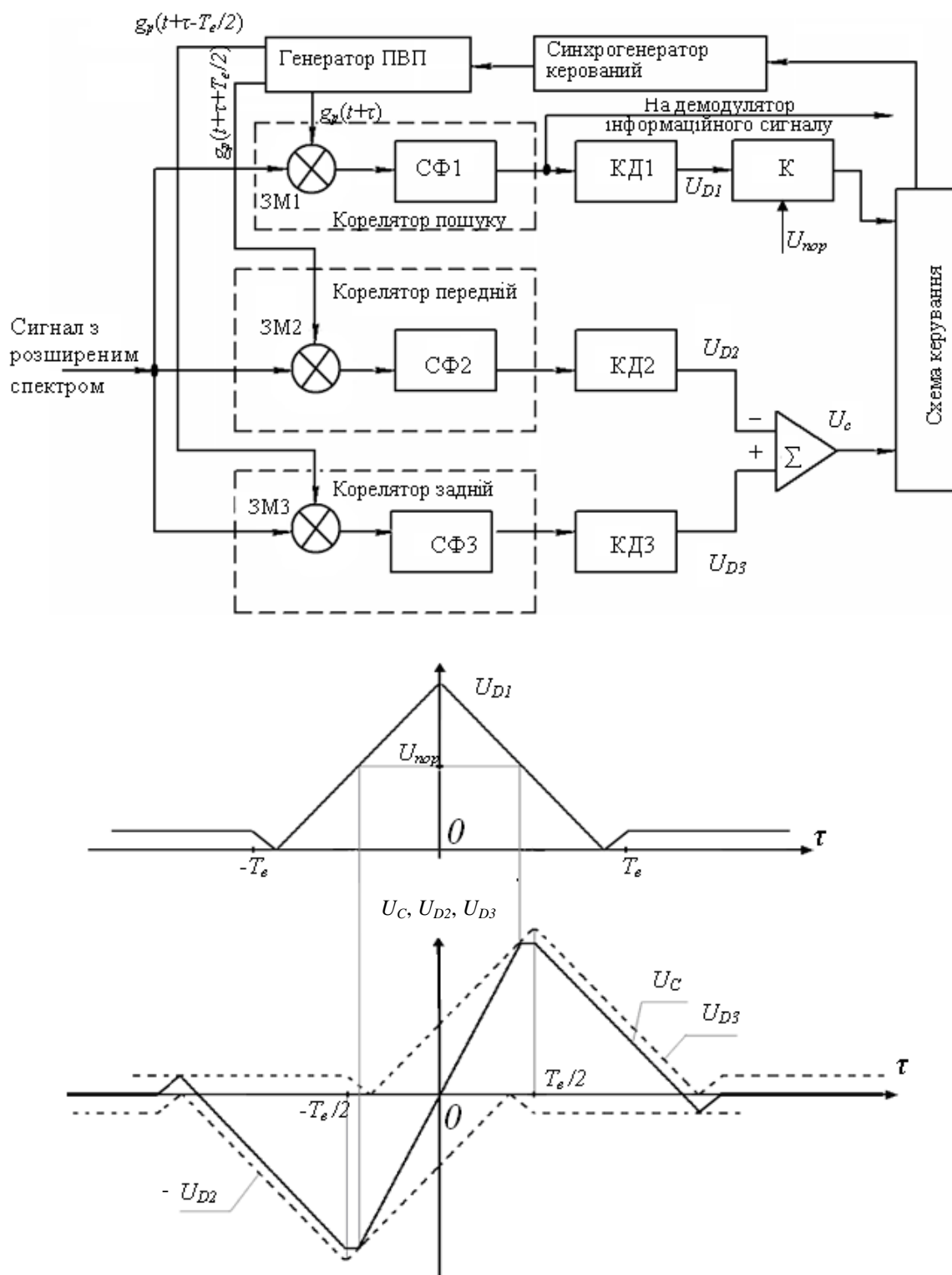


Рис. 4-12. Структурна схема вузла синхронізації

На етапі супроводження сигнал супроводження $U_c = U_{D3} - U_{D2}$ має характеристику часового дискримінатора, стабільну точку при $\tau = 0$ і є сигналом зворотного зв'язку для автоматичного підстроювання частоти синхροгенератора. Для додатних U_c частота синхροгенератора збільшується і

це призводить до зменшення τ , а для від'ємних U_c частота зменшується і це призводить до збільшення τ . Тобто будь-яке відхилення відносно стабільної точки $\tau = 0$ автоматично призводить до зворотної дії, в результаті якої встановлюється $\tau \approx 0$. Різниця в тактових частотах елементарних сигналів може виникнути не тільки внаслідок можливої нестабільності компонент схем на передавальній та приймальній стороні, але також внаслідок ефекту Доплера для рухомих (відносно приймача) передавачів. В режимі супроводження $\tau \approx 0$, розширювальна функція $g_p(t + \tau)$ стає синхронізованою копією $g_p^c(t)$, схема відслідковує тактову частоту вхідного сигналу і сигнал на виході СФ1 є інформаційним радіосигналом. Величину U_{nor} доцільно вибирати в діапазоні максимальної крутості характеристики $U_c(\tau)$.

Для підвищення перешкодостійкості вузла синхронізації використовують багаторазове накопичення сигналів після детекторів.

15. Блок **звужування спектра сигналу** 16 (див. рис. 4-2) виконує функції зворотні до функцій блоку 8 і операцією демодуляції розширювальної функції для DS методу або демодуляцією кодової частоти для FH методу відтворює ширину спектра інформаційного сигналу. Принцип роботи блоку 16 описаний вище і його функції для множинного доступу з кодовим розділенням сигналів виконуються в блоці 15. Тому блок 16 використовується тільки в ЕТКС, в яких блок множинного доступу 9 відсутній або не використовує кодового методу розділення сигналів. В таких випадках місцевий генератор ПВП або генератор кодових частот, а також розглянуті вище вузли синхронізації знаходяться в блоці 16, з виходу якого сигнал подається на демодулятор 17.

16. **Демодулятор** 17 виконує функції вузькосмужної та смугової демодуляції, які є зворотними до функцій модулятора 7, і в об'єднанні із блоком виявлення сигналу 18 (див. рис. 4-2) формує на виході цифровий еквівалент прийнятого інформаційного сигналу.

У вузькосмужних системах, які використовують, наприклад, дротові лінії зв'язку, в демодуляторах збільшується відношення сигнал/шум вхідних імпульсних сигналів, зменшується міжсимвольна інтерференція сигналів і відбувається дискретизація сигналів за часом в моменти досягнення максимальної величини вихідних сигналів.

Збільшення відношення сигнал/шум відбувається в **оптимальному** фільтрі, який для рівномірного енергетичного спектра адитивного шуму має амплітудно-частотну характеристику, що співпадає (з точністю до нормуючого коефіцієнта) із модулем спектра сигналу, протифазну фазову характеристику (порівняно із фазовою характеристикою спектра сигналу) і імпульсну характеристику, яка за формою співпадає із зсунутим за часом на інтервал тривалості інформаційного біта T дзеркальним відображенням (відносно ординати $t = 0$) вхідного сигналу. Сигнали на виході оптимального фільтра співпадають за формою із функцією автокореляції вхідного сигналу і приймають максимальні значення, які пропорційні енергії прийнятих сигналів, у моменти закінчення тривалості інформаційних бітів. У ці дискретні моменти часу вибірки сигналів з виходу демодулятора подаються на компаратор блоку виявлення сигналу, де вони порівнюються із пороговою величиною. Якщо величина вибірки сигналу більша порогового значення, тоді на виході блоку виявлення сигналу 18 формується, наприклад, сигнал логічної одиниці. У протилежному випадку – сигнал логічного нуля. Якщо величина вибірки сигналу співпадає із пороговим значенням, сигнал може бути одним із двох можливих логічних сигналів. Оптимальний фільтр у демодуляторі називають **приймальним** фільтром і за ним (перед дискретизатором) може слідувати **вирівнювальний** фільтр, який зменшує інтерференцію сигналів.

У системах із смуговою модуляцією розглянутий демодулятор може бути застосований, якщо перед приймальним фільтром відбувається перетворення смугового сигналу у вузькосмужний з використанням, наприклад, змішувача, генератора несучої частоти та низькочастотного

фільтра, як відзначалося вище для смугових сигналів із амплітудною модуляцією.

Універсальними по відношенню до різних типів смугової модуляції і простішими за структурою (особливо для М-арних смугових модуляцій) є смугові демодулятори, в яких дискретні вибірки сигналів, що поступають у блок виявлення сигналів, формуються із сигналів на виходах кореляторів. Корелятори, як і оптимальні фільтри вузькосмуужних демодуляторів збільшують відношення сигнал/шум у приймальній частині ЕТКС. Такі смугові демодулятори з блоками виділенням сигналів називають **кореляційними приймачами**.

Кожний із кореляторів демодулятора складається із помножувача двох сигналів та інтегратора. На один із входів усіх помножувачів поступає прийнятий сигнал, який є сумою інформаційного сигналу і шуму, а на другі входи помножувачів подаються сформовані синфазні опорні сигнали і таке виявлення сигналів називається когерентним. Опорними сигналами можуть вибиратися ансамбль сигналів, що співпадає з сигналами на вході приймача від сформованих сигналів при відповідній модуляції на передавальній стороні системи, або набір базових ортогональних сигналів, з яких формується ансамбль сигналів. Якщо опорними є базові сигнали, тоді зменшується кількість кореляторів для фазових та амплітудно-фазових демодуляторів.

Наприклад, для сигналів бінарної фазової модуляції (див. (4-12)) вхідними сигналами демодулятора є сигнал $U_1^I(t) = A^I \cos(\omega t + \varphi_3)$ і сигнал $U_2^I(t) = -A^I \cos(\omega t + \varphi_3)$, де A^I - амплітуди прийнятих антиподних сигналів і φ_3 – зсув фаз, обумовлений затримкою сигналів в каналі зв'язку. В кореляційному приймачі (структурна схема показана на рис. 4-13, а) формуються синфазні опорні сигнали $U_1^A(t) = A^0 \cos(\omega t + \varphi_3)$ і $U_2^A(t) = -A^0 \cos(\omega t + \varphi_3)$, які утворюють ансамбль гармонічних сигналів

амплітудою A^0 . Сигнал на виході інтегратора I_{H1} від гармонічного вхідного сигналу U_1'' дорівнює:

$$\begin{aligned} \int_0^{\dot{\omega}} A^i \cos(\omega t + \varphi_3) A^0 \cos(\omega t + \varphi_3) dt &= \frac{1}{2} A^i A^0 \int_0^{\dot{\omega}} [1 + \cos 2(\omega t + \varphi_3)] dt = \\ &= \frac{1}{2} A^i A^0 T + \frac{1}{2} A^i A^0 \frac{1}{2\omega} \sin 2(\omega T + \varphi_3) \approx \frac{1}{2} A^i A^0 T, \end{aligned} \quad (4-20)$$

оскільки $|\sin 2(\omega T + \varphi_3)| \leq 1$ і $T \gg \frac{1}{2\omega}$, і для вхідного сигналу $U_2''(t)$

відрізняється протилежним знаком. Аналогічно сигнал на виході інтегратора I_{H2} від прийнятого вхідного сигналу $U_2''(t)$ буде мати додатну величину $\approx \frac{1}{2} A'' A^0 T$ і для $U_1''(t)$ – від'ємну величину. В дискретні моменти часу T у

дискретизаторах схеми формування цифрового коду формуються відлікові значення вихідних сигналів інтеграторів, які подаються на компаратори, де вони порівнюються із встановленими додатними пороговими величинами. Якщо додатне відлікове значення на одному із компараторів перевищує порогове значення, тоді на виході схеми встановлюється один із логічних рівнів двійкового цифрового коду, і якщо порогове значення перевищене на іншому компараторі, тоді встановлюється інший логічний рівень. Тобто різні вхідні сигнали ($U_1''(t)$ і $U_2''(t)$) перетворюються у різні логічні рівні двійкового цифрового коду.

На рис. 4-13, б показаний варіант структурної схеми кореляційного приймача, в якому опорним сигналом є базовий сигнал, наприклад, $U^B(t) = A^0 \cos(\omega t + \varphi_3)$. Тоді сигнали на виході інтегратора I_H будуть дорівнювати $\approx \frac{1}{2} A'' A^0 T$ і $\approx -\frac{1}{2} A'' A^0 T$ відповідно для вхідних сигналів $U_1''(t)$ і $U_2''(t)$. Дискретизатор формує для цих вхідних сигналів різнополярні відлікові значення, які поступають на компаратор з встановленим додатним пороговим рівнем (для сигналу $U_1''(t)$) і компаратор з встановленим від'ємним рівнем (для $U_2''(t)$). При перевищенні (за модулем) сигналами відлікових значень порогових рівнів, на виході цифрової логіки

встановлюється відповідний логічний рівень двійкового цифрового коду.

Як відзначалося вище (див. (4-11)), ансамбль сигналів М-арної ФМ для $M > 2$ утворюється із двох ортогональних сигналів з різними квадратурними координатами Q_i та I_i , які задаються величиною $\varphi_i = \arctg(I_i / Q_i)$. Тому опорними базовими сигналами демодулятора М-арної ФМ вибирають два ортогональних сигнали $U_1^B(t) = A^0 \cos(\omega t + \varphi_3)$ і $U_2^A(t) = A^0 \sin(\omega t + \varphi_3)$, а прийняті входні сигнали на вході обох змішувачів мають вигляд $U_i^\Pi(t) = Q_i^\Pi \cos(\omega t + \varphi_3) + I_i^\Pi \sin(\omega t + \varphi_3)$ з величиною $\varphi_i^\Pi = \arctg(I_i^\Pi / Q_i^\Pi)$, що відрізняється від φ_i внаслідок дії шумів і наводок в каналі зв'язку [28]. Після змішувачів перемножені сигнали поступають на інтегратори, на виході одного з яких розраховується синфазний компонент прийнятого сигналу:

$$X = \int_0^T U_i^I(t) U_1^A(t) dt = \frac{1}{2} Q_i^I A^0 T + \frac{1}{2} Q_i^I A^0 \frac{1}{2\omega} \sin 2(\omega T + \varphi_3) - \frac{1}{2} I_i^I A^0 \frac{1}{2\omega} \cos 2(\omega T + \varphi_3) \approx \frac{1}{2} Q_i^I A^0 T, \quad (4-21)$$

а на іншому інтеграторі – квадратурний компонент прийнятого сигналу:

$$Y = \int_0^T U_i^I(t) U_2^A(t) dt = \frac{1}{2} I_i^I A^0 T - \frac{1}{2} I_i^I A^0 \frac{1}{2\omega} \sin 2(\omega T + \varphi_3) - \frac{1}{2} Q_i^I A^0 \frac{1}{2\omega} \cos 2(\omega T + \varphi_3) \approx \frac{1}{2} I_i^I A^0 T. \quad (4-22)$$

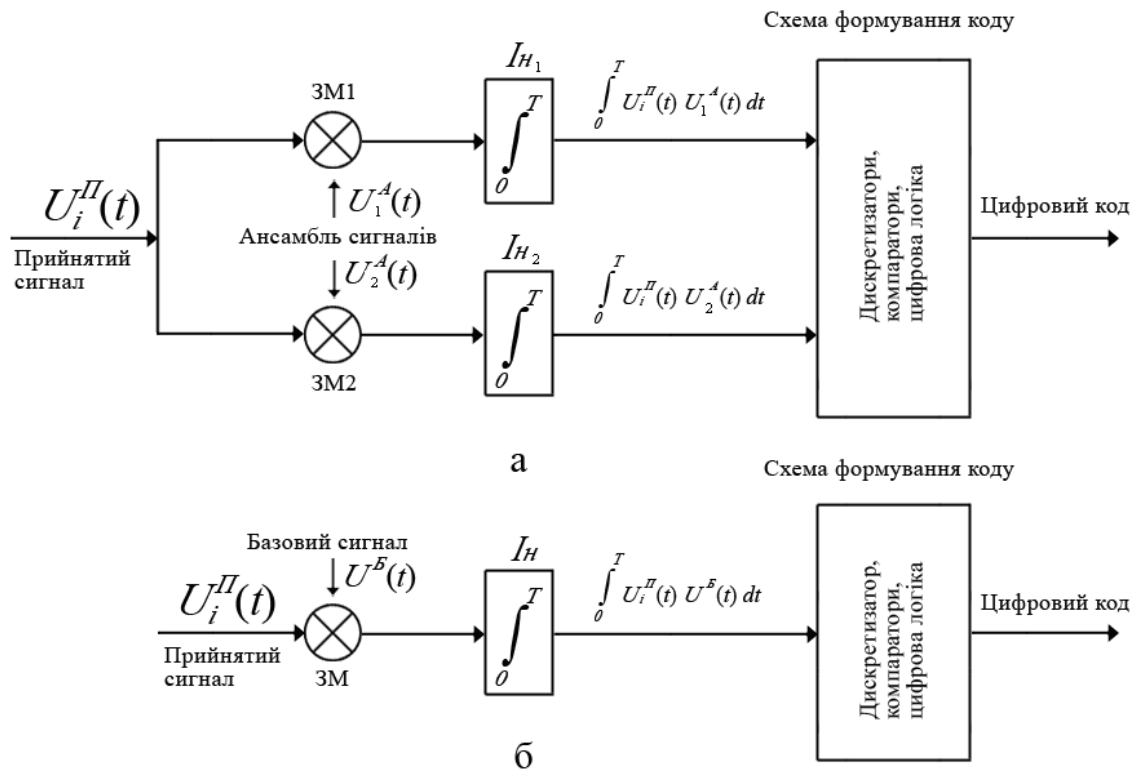


Рис. 4-13. Структурна схема кореляційного приймача для бінарної фазової модуляції з опорними сигналами – ансамблем сигналів (а) і з опорними базовими сигналами (б)

Сигнали X , Y з інтеграторів поступають в блок “ $\arctg(Y/X)$ ”, де розраховується величина $\varphi_i^П$, яка порівнюється з повним набором φ_i . Далі вибирається φ_i , яка найближча за величиною до $\varphi_i^П$, і по ній дешифрується k -розрядний цифровий двійковий код.

У випадку M -арної АФМ у дешифраторі враховується не тільки величина φ_i , але й абсолютні величини $Q_i^П$ та $I_i^П$.

Структурна схема кореляційного приймача для сигналів смугової M -арної частотної модуляції відрізняється від схеми рис. 4-13, а кількістю (M) змішувачів, інтеграторів, дискретизаторів і компараторів, ансамблем вхідних сигналів $U_i^П(t) = A^П \cos(\omega_i t + \varphi_{ci})$, $1 \leq i \leq M$ та опорними сигналами (ансамбль сигналів співпадає із сукупністю базових сигналів) $U_j^A(t) = A^O \cos(\omega_j t + \varphi_{cj})$, $1 \leq j \leq M$. Тут φ_{ci} – сумарні зсуви фаз, які враховують початкові фази в ансамблі сигналів на передавальній стороні і затримки сигналів в каналі (φ_{cj} – такі ж зсуви фаз в опорних сигналах).

Максимальний сигнал буде на виході інтегратора, що з'єднаний із змішувачем, для якого j -й опорний сигнал співпадає із i -м вхідним сигналом:

$$\int_0^T U_i^{\Pi}(t) U_{j=i}^A(t) dt = \frac{1}{2} A^{\Pi} A^0 T + \frac{1}{2} A^{\Pi} A^0 \frac{1}{2\omega_i} \sin 2(\omega_i T + \varphi_{ci}) \approx \frac{1}{2} A^{\Pi} A^0 T,$$

а на виходах інших інтеграторів сигнали будуть значно меншими:

$$\int_0^T U_i^{\Pi}(t) U_{j \neq i}^A(t) dt = \frac{1}{2} A^{\Pi} A^0 \frac{1}{\omega_i - \omega_j} \sin[(\omega_i - \omega_j)T + \varphi_{ci} - \varphi_{cj}] + \\ + \frac{1}{2} A^{\Pi} A^0 \frac{1}{\omega_i + \omega_j} \sin[(\omega_i + \omega_j)T + \varphi_{ci} + \varphi_{cj}],$$

оскільки $T \gg 1/(\omega_i + \omega_j)$ і, виходячи із частотного розділення спектрів сигналів, вибирають $T \gg 1/|\omega_i - \omega_j|$.

Після дискретизаторів відлікові значення порівнюються на компараторах з встановленим пороговим значенням сигналу і при перевищенні максимальним сигналом порогової величини цифрова логіка формує відповідний вихідний k -розрядний цифровий код.

Для сигналів частотної, амплітудної та диференціальної фазової модуляції використовується **некорегентне** виявлення сигналів. Тоді відпадає необхідність формування синфазованих опорних сигналів. Варіант структурної схеми некогерентного демодулятора M -арних ЧМ сигналів, який сумісно із схемою формування коду називають **квадратурним приймачем**, показаний на рис. 4-14.

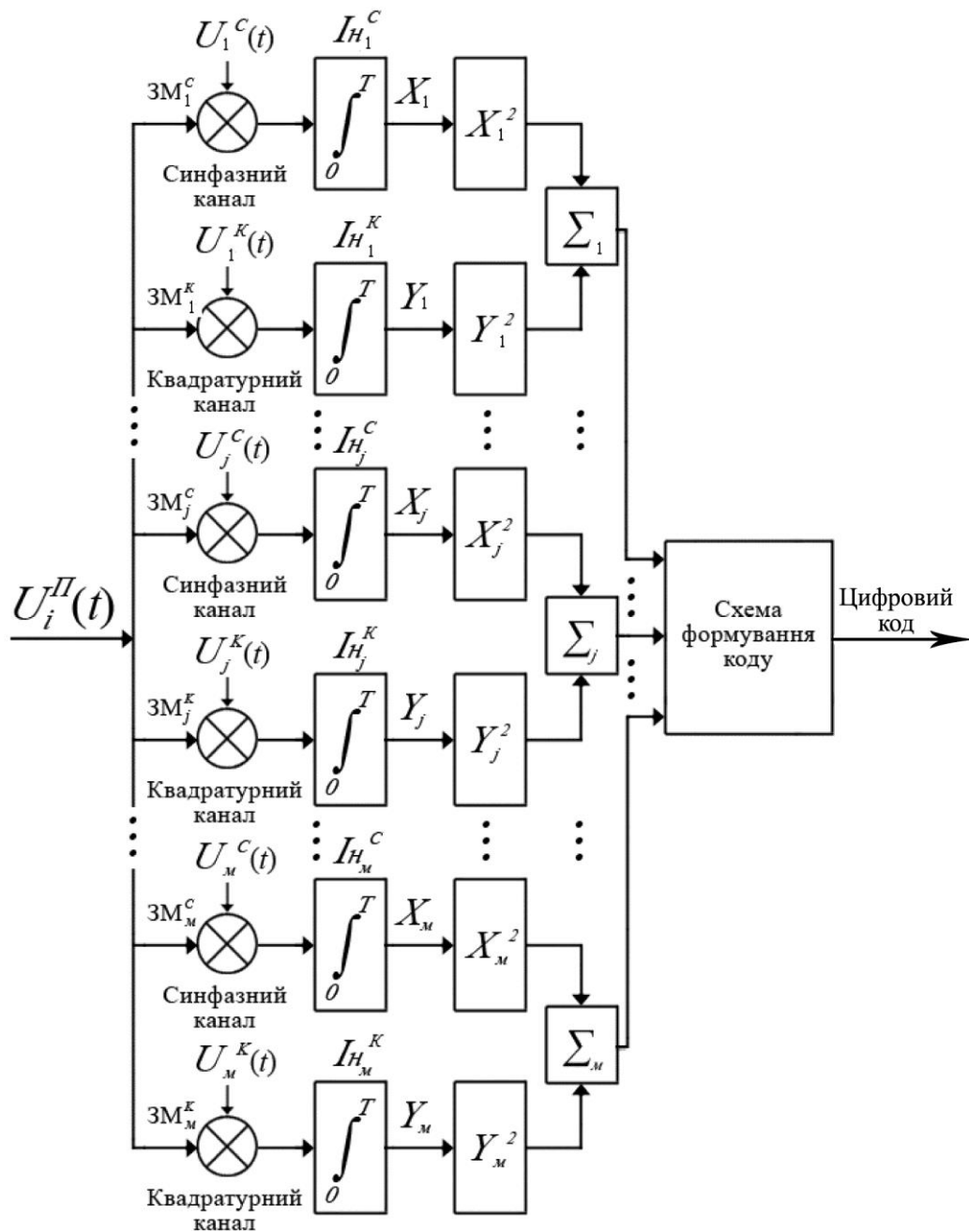


Рис. 4 -14. Структурна схема квадратурного приймача

Для кожної із частот ансамблю використовують по два канали (синфазний та квадратурний), які утворюються зі змішувачів ($3M_j^C$ і $3M_j^K$), інтеграторів ($I_{H_j}^C$ і $I_{H_j}^K$) схем піднесення до квадрату (X_j^2, Y_j^2) суматорів (Σ_j) і опорних ортогональних сигналів $U_j^C(t) = A^0 \cos \omega_j t$, $U_j^K(t) = A^0 \sin \omega_j t$ з довільними фазами (приймаємо нульовими) і частотами ω_j , що співпадають з частотами ансамблю вхідних сигналів.

Ансамбль вхідних сигналів можна представити, як це зроблено в (4-11), сумою ортогональних сигналів: $U_i^P = A^0 \cos(\omega_i t + \varphi_{ci}) = Q_i^P \cos \omega_i t + I_i^P \sin \omega_i t$, де $Q_i^P = A^P \cos \varphi_{ci}$, $I_i^P = -A^P \sin \varphi_{ci}$ і $(Q_i^P)^2 + (I_i^P)^2 = (A_i^P)^2$ не залежить від фази φ_{ci} . Із врахуванням (4-21) і (4-22) сума квадратів сигналів на виході інтегралів $I_{n_j}^C$ та $I_{n_j}^K$ буде максимальною для $i=j$ і дорівнює: $X_{j=i}^2 + Y_{j=i}^2 \approx (\frac{1}{2} A^0 T A^P)^2$, тобто не залежить від фази вхідного сигналу і пропорційна енергії вхідного сигналу. У схемі формування коду відбувається дискретизація і визначення відлікових значень, порівняння їх на компараторах і формування вихідного k -розрядного цифрового коду, як і в кореляційних приймачах.

Інший варіант некогерентного виявлення сигналів M -арної ЧМ показаний на рис. 4-15, в якому використовується M смугових фільтрів із середніми частотами ω_j , що співпадають із частотами ансамблю вхідних сигналів, і смугами частот, які визначаються спектром імпульсного сигналу тривалістю T . Сигнали із фільтрів поступають на відповідні детектори (детектори енергії), кожний з яких складається із випрямляча і фільтра нижніх частот. Сигнал огибаючої не залежить від фази вхідного сигналу і буде максимальний для фільтра, в якого середня частота співпадає із частотою сигналу ($i=j$). Односторонні обмежувачі використовуються для обмеження сигналу при наявності навмисних перешкод. Схема формування коду, як і в попередніх демодуляторах, формує відповідний код по максимальному сигналу на виході одного із M детекторів.

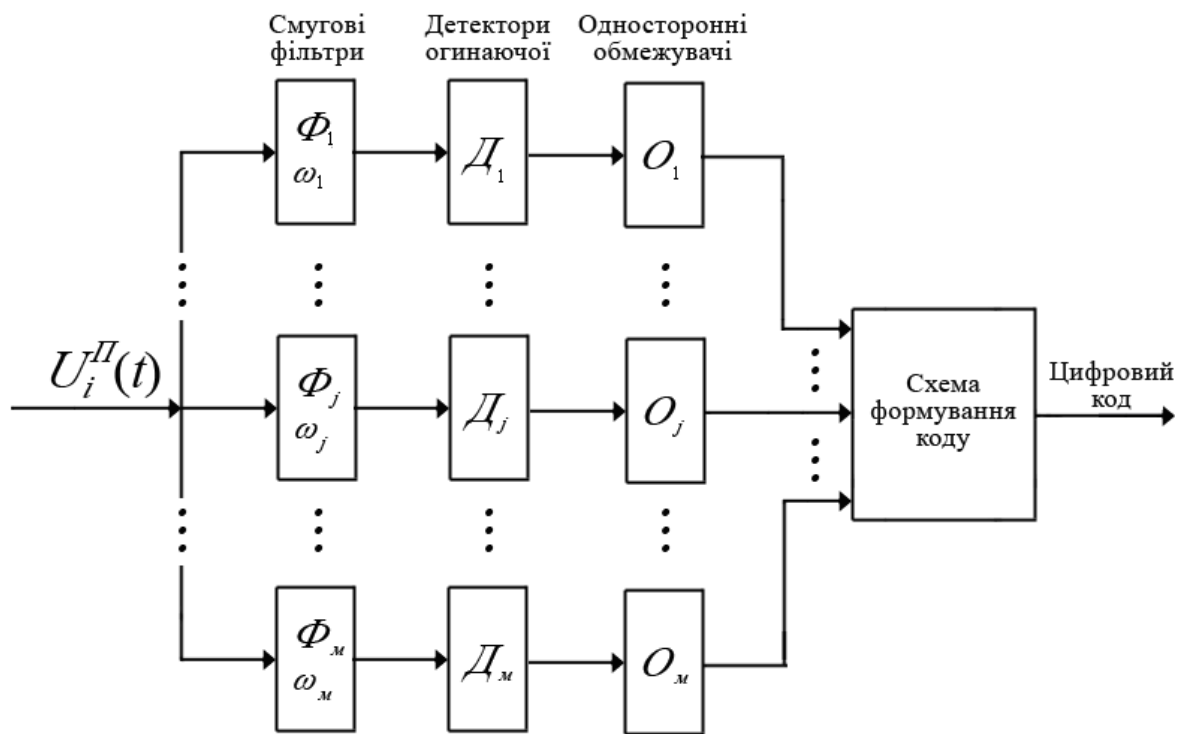


Рис. 4-15. Структурна схема демодулятора з детектором огибаючої для сигналів М-арної частотної модуляції

Квадратурний приймач, незважаючи на більш складну структуру порівняно із кореляційним приймачем і схемою рис.4-15, є перспективним, оскільки його функціональні вузли реалізуються в цифровому вигляді у великих інтегральних схемах.

Для сигналів амплітудної модуляції некогерентне виявлення сигналів відбувається за структурною схемою, яка є спрощенням схеми рис.4-15 – використовується тільки один смуговий фільтр, середня частота якого співпадає із несучою частотою АМ сигналів і одного детектора огибаючої.

17. Блок **розущільнення** сигналів 19 виконує функції зворотні до функцій блока ущільнення сигналів 6, блок **канального декодування** 20 виконує функції зворотні до функцій блоку канального кодування 5, блок **дешифрування** 21 виконує функції зворотні до функцій шифратора 4, блок **декодування джерела** 22 виконує функції зворотні до функцій блоку кодування джерела 3 і блок **форматування** 23 виконує функції узгодження із вихідними пристроями (див. рис. 4-2.). Структури блоків зворотного перетворення 19, 20, 21, 22 та їх алгоритми роботи визначаються

структурами, алгоритмами роботи та методами прямого перетворення сигналів у відповідних блоках 6, 5, 4, 3.

18. Блок **синхронізації** забезпечує виконання алгоритму роботи ЕТКС, вмикаючи та вимикаючи в необхідній послідовності окремі вузли та блоки, має задавальний вузол, який формує високостабільні інтервали часу і розміщений у більшості випадків в передавальній частині, і виконавчі схеми синхронізації, розміщені в блоках передавальної та приймальної частини. В приймальній частині ЕТКС схеми синхронізації автоматично настроюють (синхронізують) по прийнятому сигналу місцеві генератори, забезпечуючи розділення сигналу, його демодуляцію та дешифрування. В деяких випадках, наприклад, в системах супутникового зв'язку, доцільніше наземні передавачі автоматично синхронізувати по зворотному каналу зв'язку або інформаційній мережі (таку синхронізацію називають мережевою).

В ЕТКС, показаній на рис. 4-2, починаючи з датчика 2 до передавача 10 передавальної частини синхронізатор забезпечує формування послідовності інтервалів символів цифрової інформації, кадрових синхроімпульсів для часового та частотно-часового методів розділення сигналів в блоках 6 та 9 і при пакетній передачі даних; псевдовипадкових послідовностей (для DS методу), або псевдовипадкових кодів (для FH методу) в блоках 8 і 9 для кодового методу розділення сигналів і для розширення спектра сигналу; а також необхідних опорних і маркерних сигналів, що передаються лінією зв'язку і використовуються схемами синхронізації в приймальній частині.

В блоках 15 і 16, як відзначалося вище, формуються синхронізовані копії розширювальних псевдовипадкових кодів у два етапи (попередньої синхронізації і синхронізації супроводження) з використанням керованого напругою синхрогенератора, корелятора пошуку і двох кореляторів супроводження (див. рис. 4-12), різниця сигналів з яких після квадратичних детекторів має характеристику часового дискримінатора і є сигналом

зворотного зв'язку, що автоматично підстроює частоту синхрогенератора копій псевдовипадкових послідовностей (кодів).

Для роботи блоків приймальної частини ЕТКС (після приймача) необхідне формування в ній схемною **символьної синхронізації** періодичного сигналу типу «Меандр» з переходами через нуль одночасно із прийнятим сигналом між сигналами інформаційних символів. Якщо для символьного синхрогенератора не використовується канал зворотного зв'язку, або не вводяться спеціальні сигнали символьної синхронізації в канал зв'язку ЕТКС, тоді використовуються самі дані інформаційних символів. В останньому випадку виділяють копію виходу генератора тактових імпульсів передавача безпосередньо із інформаційного потоку, що попадає на вхід приймача. Тут розрізняють розімкнуті та більш складні і точніші замкнуті синхрогенератори [28]. В розімкнених синхрогенераторах із вхідного інформаційного потоку частотною фільтрацією виділяють сигнал, який відноситься до змінювання інформаційних символів, і в подальшому цей сигнал подають на смуговий фільтр, який настроєний на тактову частоту($1/T$) символів. Після підсилення сигналу тактової частоти і його двостороннього обмеження утворюють необхідний сигнал типу «Меандр». Якщо інформаційний символ змінюється на кожному такті інформаційного потоку, тоді смуговий фільтр виділяє першу гармоніку сигналу, якщо сигнал змінюється через два такти – другу гармоніку і т.д.

В замкнутих символьних синхрогенераторах відбувається синхронізація локального генератора тактових імпульсів, частота якого автоматично регулюється напругою часового дискримінатора. Полярність і величина напруги дискримінатора визначається взаємним часовим розміщенням тактових імпульсів в прийнятому сигналі та локальному генераторі і напруга дорівнює нулю при їх співпаданні.

Простим методом **кадрової синхронізації** є періодичне додаткове введення в інформаційний потік, що передається, маркера – окремого біта,

або його кратної послідовності, яка (як і частота повторення) відома в приймальній частині. Інформаційний потік прийнятого сигналу порівнюється з відомими періодичними послідовностями коду маркера і по максимальній кореляції між ними формуються кадрові синхроімпульси. Маркери кадрів доцільно використовувати в системах, які неперервно передають дані.

Для систем, які передають окремі інформаційні пакети, або систем із швидкодіючою кадровою синхронізацією використовують спеціальні синхронізуючі кодові слова. Кодові слова передаються як частина заголовка інформаційного повідомлення і вони відомі в приймальній частині ЕТКС, де ведеться їх постійний пошук з використанням, наприклад, корелятора на узгоджених фільтрах.

Кореляційні приймачі ФМ та АФМ сигналів, як відзначалося вище, використовують опорні сигнали, несуча частота яких співпадає з несучою частиною прийнятого сигналу, мають встановлену (опорну) фазу коливань і генеруються схемою **фазової синхронізації**, яка є схемою з фазовим автоматичним підстроюванням частоти і складається з генератора керованого напругою, фазового детектора, контурного фільтра (ФНЧ) і підсилювача (див. розділ 1, п.1.2, принцип перенесення спектра частот).

В режимі захоплення схема ФАПЧ автоматично підстроює частоту генератора до несучої частоти і в режимі супроводження встановлює однаковими фази цих гармонічних сигналів. Фазовий синхронізатор автоматично відслідковує не тільки фазу і частоту несучої, але й їх змінювання, обумовлене ефектом Доплера. Фаза несучої, що поступає на фазовий детектор, повинна бути **опорною фазою** (для розглянутих вище демодуляторів когерентного виявлення сигналів опорною вибрана нульова фаза), а сам сигнал у більшості випадків ЕТКС подається короткочасно один раз на протязі кожного кадру (або пакету передачі даних) і якраз в цей проміжок часу замикається контур зворотного зв'язку схеми ФАПЧ і

відбувається корекція фази опорного сигналу. В інформаційний потік може вводитися спеціальний заголовок або певна послідовність символів, яка полегшує процес синхронізації. Початкова синхронізація при великій початковій різниці фаз може бути примусовою — подається додатковий направляючий сигнал (наприклад, пілкоподібна напруга) на вхід генератора. Зауважимо, що фазова синхронізація відбувається по одному з опорних сигналів, а інші опорні сигнали отримуємо із синхронізованого сигналу інвертуванням, або фазовим зсувом на 90° .

Якщо для фазової синхронізації використовується окремий канал зв'язку ЕТКС, тоді контур зворотного зв'язку ФАПЧ постійно замкнутий і синхронізація опорного сигналу буде неперервною.

В кореляційному приймачі сигналів смугової М-арної частотної модуляції схема ФАПЧ синхронізує опорний сигнал тільки однієї частоти, а опорні сигнали інших частот отримують діленням, множенням або перенесенням спектра частоти засинхронізованого сигналу в залежності від того, яким методом утворювався ансамбль сигналів в смуговому частотному модуляторі.

Опорні сигнали для квадратурного приймача (див. рис. 4-14) отримують із одного засинхронізованого опорного сигналу, частота якого синхронізується завдяки використанню контура зворотного зв'язку, що складається з частотного детектора і контурного фільтра, вихідний сигнал з якого подається на генератор, що керується напругою.

Зазначимо, що сучасні ЕТКС, які використовують когерентне виявлення сигналів потребують трьох рівнів синхронізації: фазової, символної і кадрової. Якщо використовується кодове розділення сигналів, або розширення спектра сигналів, тоді додатково потрібна синхронізація псевдовипадкових послідовностей (кодів).

Перелік контрольних запитань.

1. Визначення ЕС, підсистеми, надсистеми. Властивість емерджентності.
2. Відмітні принципи ЕС.
3. Послідовне та паралельне з'єднання лінійних підсистем в ЕС.
4. Зворотний зв'язок в лінійних ЕС. Формула Мезона для передавальної характеристики.
5. З'єднання підсистем у локальну мережу: ланцюгова, шинна, зіркова, кільцева, зіркова-шинна, зіркова-кільцева, складні топології, ієрархічні кільця та зірки, комбінована ієрархічна топологія.
6. З'єднання підсистем у глобальну мережу: однорангова топологія, кільцева, зіркова, повна сітка, часткова сітка, дворівнева та гібридна топологія.
7. Перетворення структур в лінійних ЕС.
8. Загальні характеристики послідовного та паралельного з'єднання нелінійних ланок в ЕС.
9. Формування сигналів в прямій та зворотній розгортувальних системах.
10. Паралельна обробка інформації: конвеєрна, функціональна, матрична, векторна, мультипроцесорна.
11. Методи розділення сигналів в ЕС: частотний, часовий, частотно-часовий, кодовий, просторовий, поляризаційний.
12. Гетеродинний метод перенесення спектра частот.
13. Схеми фазового автопідстроювання частоти в ЕС.
14. Об'єднання принципів ієрархії, координації, агрегації, композиції, декомпозиції та уніфікації при створенні ЕС.
15. Принцип побудови нано ЕС.
16. Використання штучного інтелекту при проектуванні та створенні ЕС.
17. Штучні нейронні мережі в ЕС.
18. Класифікація ЕС за різними ознаками.
19. Проектування ЕС, різновиди проектування, САПР.

20. Забезпечення САПР ЕС.
21. Рівні проектування ЕС: мікрорівень, макрорівень, системний рівень.
22. Низхідне та висхідне проектування ЕС.
23. Типові проектні процедури.
24. Інформація та форми її подання.
25. Ентропія, як міра інформативності джерела сигналу.
26. Властивості ентропії.
27. Умовна ентропія та енергія об'єднання статистично залежних та незалежних ансамблів.
28. Диференціальна ентропія.
29. Ентропія та кількість інформації в ЕС із зворотним зв'язком.
30. Визначення характеристик та параметрів ЕС.
31. Точність, похибка, ентропійна похибка.
32. Чутливість, роздільна здатність, динамічний діапазон ЕС.
33. Динамічні характеристики ЕС та зв'язок між ними.
34. Просторові динамічні характеристики.
35. Об'єм сигналу, об'єм каналу та їх узгодження.
36. Пропускна здатність каналу зв'язку.
37. Визначення властивостей надійності ЕС.
38. Функції та параметри надійності елементів та систем.
39. Експериментальне визначення характеристик та параметрів надійності ЕС. Типова гістограма відмов компонентів.
40. Різновиди перешкод в ЕС.
41. Характеристики та параметри випадкових сигналів.
42. Властивість ергодичності, визначення та вимірвання характеристик та параметрів випадкових сигналів за однією реалізацією.
43. Енергетичний спектр випадкових сигналів.
44. Функція кореляції випадкових, періодичних та одиничних імпульсних сигналів.

45. Зв'язок енергетичного спектра з функцією кореляції. Формули Вінера-Хінчина.

46. Функції кореляції для широкосмужних та вузькосмужних рівномірних енергетичних спектрів.

47. Широкосмужний гаусівський енергетичний спектр та його функція кореляції.

48. Експоненціальна функція кореляції та її енергетичний спектр.

49. Закони розподілу імовірностей випадкових сигналів.

50. Теплові шуми та їх характеристики.

51. Дробові шуми в електронних приладах.

52. Генераційно-рекомбінаційні шуми в твердотільних приладах.

53. Флікерні шуми та шуми типу $1/f$.

54. Коефіцієнт шуму та його зв'язок з параметрами шумів в однокаскадних та багатокаскадних підсилювачах.

55. Система масового обслуговування. Функціонування, параметри інформаційних потоків.

56. Дисципліна обслуговування та її імовірнісні характеристики.

57. Електронна телекомунікаційна система. Визначення та функціональне призначення її блоків.

58. Реалізація скалярних методів ущільнення сигналів.

59. Вузькосмужна модуляція дворівневими та трирівневими імпульсними сигналами. М-арна вузькосмужна модуляція.

60. Смугова модуляція та її типи. Смуго-ефективні методи модуляції.

61. Розширення спектра сигналу методом прямої послідовності і стрибкоподібного перестроювання частоти.

62. Генерація псевдовипадкових послідовностей. Критерії випадковості ПВП: збалансованість, циклічність, кореляція.

63. На прикладах амплітудної і біфазної смугової модуляції пояснити розширення спектра сигналу на передавальній стороні ЕТКС і відновлення

спектра сигналу на приймальній стороні.

64. Блоки множинного доступу передавача для різних методів ущільнення сигналів.

65. Передавач ЕТКС і різні лінії зв'язку.

66. Передавальні і приймальні антени, їх характеристики та параметри.

67. Шуми і зменшення потужності сигналу в каналі зв'язку.

68. Особливості широкосмужних ЕС.

69. Схеми синхронізації розширювальних функції в приймальній частині ЕТКС.

70. Вузькосмужні демодулятори.

71. Когерентне та некогерентне виявлення сигналів.

72. Кореляційні приймачі смугової фазової та частотної модуляції.

73. Квадратурні приймачі для некогерентного виявлення сигналів.

74. Синхронізація в ЕТКС.

75. Схеми кадрової та фазової синхронізації.

Література

1. Згуровський М. З., Панкратова Н. Д. Основи системного аналізу. — К.: Видавнича група BVH, 2007. — 544 с.
2. Згуровский М. З. Интегрированные системы оптимального управления и проектирования. — К.: Вища шк., 1990. — 351 с.
3. Денисов А. А., Колесников Д. Н. Теория больших систем управления. — Л.: Энергоиздат, Ленингр. Отд-е, 1982. — 288 с.
4. Шаркшанэ А. С., Железнов И. Г., Ивницкий В. А. Сложные системы. — М.: Высш.шк., 1977. — 247 с.
5. Цвиркун А. Д. Структура сложных систем. — М.: Сов. Радио, 1975. — 200 с.
6. Воронин А. Н., Зиятдинов Ю. К., Харченко А. В. Сложные технические и эргатические системы: методы исследования. Монография. — Харьков: Факт, 1977. — 240 с.
7. Гуд Г. Х., Макол Р. Э. Системотехника. Введение в проектирование больших систем. — М.: Сов. Радио, 1962. — 383 с.
8. Макол Р. Справочник по системотехнике. М.: Сов. Радио, 1970. — 688 с.
9. Антонов А. В. Системный анализ. — М.: Высш.шк., 2004. — 454 с.
10. Кузнєцов Ю. М., Луців І. В., Дубиняк С. А. Теорія технічних систем. — К.: Тернопіль, 1998. — 310 с.
11. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. — К.: Техніка, 1967. — 610 с.
12. Павлов А. А. и др. Основы системного анализа и проектирования АСУ. — К.: Вища шк., 1991. — 367 с.
13. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи. Изд.3-е. — М.: Техносфера, 2006. — 496 с.
14. Голубенко Д. Л., Петров А. С., Кашура А. Л. Теория технических систем. — К.: Арістей, 2005. — 240 с.

15. Корячко В. П., Курейчик В. М., Норенков И. П. Теоретические основы САПР. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 400 с.
16. Петренко А. И. Основы автоматизации проектирования. — К.: Техніка, 1982. — 295 с.
17. Пугачёв В. С. Основы автоматического управления. Изд. 3-е. — М.: Наука, 1974. — 720 с.
18. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления. — М.: Лаборатория базовых знаний. — М.: Наука, 2002. — 832 с.
19. Топчиев Ю. И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. — М.: Машиностроение, 1989. — 732 с.
20. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. Изд. 3-е. — М.: Наука, 1975. — 768 с.
21. Нетушил А. В. Теория автоматического управления. Ч. 2. — М.: Высш.шк., 1972. — 432 с.
22. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. Изд. 2-е. — М.: Сов.Радио, 1976. — 608 с.
23. Чуа Л. О., Пен-Мин Лин. Машинный анализ электронных схем. — М.: Энергия, 1980. — 640 с.
24. Дмитриев В. И. Прикладная теория информации. — М.: Высш.шк., 1989. — 320 с.
25. Кузьмин И. В., Кедрус В. А. Основы теории информации и кодирования. Изд. 2-е. — К.: Вища шк. 1986. — 238 с.
26. Жураковський Ю. П., Полторак В. П. Теорія інформації та кодування. — К.: Вища шк., 2001. — 255 с.
27. Прохис Дж. Цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
28. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — М.: «Вильямс», 2003. — 1104 с.
29. Пенин П. И., Филиппов Л. И. Радиотехнические системы передачи информации. — М.: Радио и связь, 1984. — 256 с.

30. Джакония В. Е. и др. Телевидение. Изд. 3-е. — М.: Радио и связь, 2004. — 616 с.
31. Грязин Г. Н. Системы прикладного телевидения. — СПб.: Политехника, 2000. — 277 с.
32. Быков Р. Е. Теоретические основы телевидения. — СПб.: Лань, 1988. — 288 с.
33. Смирнов А. В. Основы цифрового телевидения. — М.: Горячая линия — Телеком, 2001. — 224 с.
34. Денбовецкий С. В., Семёнов Г. Ф. ЗЭЛТ в устройствах обработки информации. — М.: Сов. Радио, 1973. — 472 с.
35. Ратнер М., Ратнер Д. Нанотехнология. — М.: Вильямс, 2004. — 240 с.
36. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети. — М.: Вильямс, 2003. — 640 с.
37. Нефёдов В. И. Основы радиоэлектроники и связи. Изд. 2-е. — М.: Высш.шк., 2002. — 540 с.
38. Абакумов В. Г. Электронные промышленные устройства. — К.: Вища шк., 1978. — 376 с.
39. Ратинский М. В. Основы сотовой связи. Изд. 2-е. — М.: Радио и связь, 2000. — 248 с.
40. Ипатов В. П. и др. Системы мобильной связи. — М.: Горячая линия-Телеком, 2003. — 272 с.
41. Попов В. И. Основы сотовой связи стандарта GSM. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 296 с.
42. Hall A. O. Methodology for Systems Engineering. D, Van Nostrand Company. Inc. Princetion, N. J., 1962.
43. Jonson R. A., Kast F. A., Rosenfeld J. E. The Theory and Management of Systems. Mc.Graw-Hill Book Company, N.Y., 1963.
44. Oppengheim A. V., Willsky A. S. Signal and Systems. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersy, 1983.

45. Fink D.J., Donald G.C. Electronics engineers handbook. Vc.Graw-Hill. Inc., 1989.
46. Олдсон Г., Пиани Дж. Цифровые системы автоматизации и управления. — СПб.: Невский Дилект, 2001. — 557 с.
47. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Телекомунікаційні мережі. — К.: Техніка, 2001. — 392 с.
48. Карташевский И. Г., Семёнов С. Н. Фирстова Г. В. Сети подвижной связи. — М.: Эко-Трендз, 2001. — 299 с.
49. Спортак М., Паппас Ф., и др. Компьютерные сети и сетевые технологии. — К.: ООО «ТИД“ДС”», 2002. — 736 с.
50. Новиков Ю. В., Кондратенко С. В. Локальные сети: архитектура, алгоритмы, проектирование. — М.: ЭКОМ, 2000. — 312 с.
51. Советов Б. Я. Теория информации. Теоретические основы передачи информации в АСУ. — Л.: Изд-во Ленингр.ун-та, 1977. — 184 с.
52. Темников Ф. Е., Афонин П. А., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники. Изд. 2-е. — М.: Энергия, 1974. — 512 с.
53. Петергея Ю. С., Жуйков В. Я., Терещенко Т. О. Интеллектуальні системи забезпечення енергозбереження житлових будинків. Навчальний посібник. — К.: Медіа-ПРЕС, 2008. — 256 с.
54. Казаринов Ю. М. Радиотехнические системы. — М.: Высш.шк., 1990. — 496 с.
55. Лукьянов Д. П. Лазерные измерительные системы. — М.: Радио и связь, 1981. — 456 с.
56. Денбновецкий С. В., Денисов А. Ф., Казимянец В. Н., Орлов И. И. Запоминающие электронно-лучевые осциллографы. — М.: Радио и связь, 1990. — 184 с.
57. Денбновецкий С. В., Кокошкин С. М., Шкуро А. Н. Под ред. проф. Сигорского В. П. Наносекундная хронометрия. — К.: Тэхніка, 1991. — 198 с.

58. Коган Б. М. Электронные вычислительные машины и системы. Изд. 3-е. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 442 с.
59. Каллан Р. Основные концепции нейронных сетей. — М.: Вильямс, 2001. — 28 с.
60. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. Изд. 2-е. — М.: Вильямс, 2006. — 1104 с.
61. Гумен М. Б. та інші. Основи теорії електричних кіл. Кн.3. Аналіз нелінійних електричних кіл. — К.: Вища школа, 2004. — 391 с.
62. Антушев Г. С.. Методы параметрического синтеза сложных технических систем. — М.: Наука, 1989. — 88 с.
63. Николас Дж. и др. От нейрона к мозгу. Изд. 4-е. — М.: Едиториал УРСС, 2003. — 672 с.
64. Денбновецкий С. В., Лецишин А. В., Семёнов Г. Ф. Преобразование информации на новых запоминающих ЭЛТ. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 112 с.
65. Норенков И. П. САПР-системы автоматизированного проектирования. Кн.1. — М.: Высш.шк., 1986. — 162 с.
66. Авдеев А. В., Ерёмин А. Т., Норенков И. П., Песков М. И. Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике: Справочник. — М.: Радио и связь, 1986. — 368 с.
67. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. — М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. — 830 с.
68. Красовский А. А., Поспелов Г. С. Основы автоматики и технической кибернетики. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1962. — 600 с.
69. Темников Ф. Е. Теория разветвляющихся систем. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 168 с.
70. Томаси У. Электронные системы связи. — М.: Техносфера, 2007. — 1360 с.

71. Алиев Т. М., Тер-Хачатуров А. А. Измерительная техника. — М.: Высш.шк., 1991. — 384 с.
72. Пацюра И. В., Корнейчук В. И., Довбыш Л. В. Надежность электронных систем. — К.: Світ, 1997. — 128 с.
73. Нанотехнологии в электронике. Под ред. Ю. А. Чаплыгина. — М.: Техносфера, 2005. — 448 с.
74. Костров Б. В. Основы цифровой передачи и кодирования информации. — М.: «ТехБук», 2007. — 192 с.
75. Томашевський В. М., Жданова О. Г., Жолдаков О. О. Вирішення практичних завдань методом комп'ютерного моделювання. — К.: Корнійчук, 2001. — 267 с.
76. Артюшин Л. М., Дурняк Б. В., Машков О. А., Плащенко О. М. Теоретичні основи технічної кібернетики. Львів: Українська академія друкарства, 2004. — 228 с.
77. Крылов В. В., Самохвалова С. С. Теория телетрафика и ее приложения. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 288 с.
78. Орнатский П. П. Автоматические измерения и проборы. Изд. 5-е. — К.: Вища шк., 1988. — 504 с.
79. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 392 с.
80. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. Пер с англ. Б. И. Копылова. — М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. — 832 с.
81. Пескова С. А., Кузьмин А. В., Волков А. Н. Сети и телекоммуникация. Изд. 2-е. — М.: Издательский центр: Академия, 2007. — 352 с.
82. Истомин Е. П., Неклюдов С. Ю., Чертов А. А. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации: Учебник. — СПб. ООО «Андреевский издательский дом», 2007. — 225 с.

83. Григорьев В. А., Лагутенко О. И., Распаев Ю. А. Сети и системы радиодоступа. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 384 с.

84. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М. К. Белкин, В. Т. Белинский, Ю. Л. Мазур, Р. М. Терещук. Изд 2-е. — К.: Вища школа. Главное из-во, 1988. — 472 с.

85. Головин О. В. Радиоприемные устройства: учебник для техникумов. — М.: Горячая линия — Телеком, 2002. — 384 с.

86. Назаров А. В., Козырев Г. И., Шитов И. В. и др. Современная телеметрия в теории и на практике. Учебный курс. — СПб.: Наука и техника, 2007. — 672 с.

87. Тарасенко В. Т., Маломан А. Ю. Черниченко Ю.П. Корнійчук В. І. Надійність комп'ютерних систем. — К.: «Корнійчук», 2007. — 256 с.

88. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. — М.: Техносфера, 2007. — 488 с.

89. Пролейко В. М. Базовые лекции по электронике (в 2-х томах)

Том I. Электровакуумная, плазменная и квантовая электроника. — М.: Техносфера, 2009. — 480 с.

Том II. Твердотельная электроника. — М.: Техносфера, 2009. — 608 с.

90. Урядников Ю. Ф., Адженов С. С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 368 с.

91. Стеклов В. К., Руденко О. А., Костік Б. Я. Системи фазового автопідстроювання високої точності та швидкодії. — К.: Техніка, 2005. — 344 с.

92. Робинсон Ф. Н. Х. Шумы и флуктуации в электронных схемах и цепях. — М.: Атомиздат, 1980. — 255 с.

93. Тихонов В. Н. Статистическая радиотехника. — М.: Советское радио, 1966. — 678 с.

94. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах. — М.: Наука, 1968. — 680 с.

95. Ван-дер-Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках. — М.: Изд. Иностранной литературы, 1961. — 232 с.
96. Букингом М. Шумы в электронных приборах и системах. — М.: Мир, 1986. — 398 с.
97. Лукьянчикова Н. Б. Флуктуационные явления в полупроводниках и полупроводниковых приборах. — Радио и связь, 1990. — 294 с.
98. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: Науково навчальне видання. В 3 томах, Т 1/ Вуйцік В., Готра З. Ю., Григор'єв В. В, Каліта В., Мельник О. М., Потенці Є.; За редакцією З. Ю. Готри. — Львів: Ліга-Прес, 2002. — 475 с.
99. Басков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: ФГУП Издательство «Высшая школа», 2005. — 64 с.
100. Щука А. А. Нанoeлектроника. — М.: Физматкнига, 2007. — 464 с.